



# **Máster Universitario en Energías Renovables: Generación Eléctrica**

## **Trabajo Fin de Máster**

**“Convertidor DC/DC Elevador (BOOST) con control de corriente y de tensión”**

Alumno: Javier Rollón Rodríguez

Tutor: Luis Marroyo Palomo

Pamplona, Febrero de 2014



## ÍNDICE

1. Introducción.....	3
2. Descripción del accionamiento de corriente continua.....	4
2.1. Planteamiento general.....	4
2.2. Convertidor Boost .....	5
2.3. Elementos del convertidor Boost.....	7
2.3.1. Mosfet.....	7
2.3.2. Diodo .....	10
2.3.3. Inductancia.....	13
2.3.4. Condensador .....	13
2.3.5. Driver.....	14
2.4. Funcionamiento convertidor Boost .....	15
2.4.1. PWM: Modulación por anchura de pulso.....	15
2.4.2. Rizado de corriente en la inductancia.....	18
2.4.3. Rizado de tensión en el condensador.....	19
2.4.4. Efecto de las inductancias parásitas: condensador de desacoplo .....	20
2.5. Control .....	23
2.5.1. Lazo cerrado de control .....	23
2.5.2. Lazos en cascada .....	25
2.5.2.1. Lazo interno de corriente .....	26
2.5.2.2. Lazo externo de tensión .....	29
3. Diseño del convertidor.....	32
3.1. Datos de partida para el cálculo de los componentes .....	32
3.2. Selección de semiconductores para implementar los interruptores....	32
3.3. Cálculo de la tensión de salida .....	34
3.4. Cálculo de la inductancia.....	36
3.5. Cálculo del condensador.....	37
3.5.1. Cálculo del condensador por el rizado .....	37
3.5.2. Cálculo del condensador por la frecuencia del filtro.....	38
3.5.3. Cálculo del condensador por la máxima variación de tensión con un escalón de carga $<0,3V$ .....	39
3.6. Cálculo de las resistencias .....	43
3.6.1. Resistencia máxima .....	43
3.6.2. Resistencia mínima.....	44
3.7. Diseño del control del convertidor .....	44
3.7.1. Control sin rechazo de perturbaciones.....	44
3.7.2. Control con rechazo de perturbaciones .....	48



3.7.3. Comparación entre lazo sin rechazo de perturbaciones y lazo contra perturbaciones.....	52
3.7.3.1. Corriente que pasa por el condensador.....	52
3.7.3.2. Corriente que pasa por la inductancia.....	53
3.7.3.3. Corriente que pasa por el diodo .....	54
3.7.3.4. Corriente que pasa por el mosfet .....	55
3.7.3.5. Tensión en el condensador .....	56
3.7.3.6. Tensión en la inductancia .....	57
3.7.3.7. Tensión en el diodo .....	58
3.7.3.8. Tensión en el mosfet.....	59
3.7.3.9. Tensión de salida variando la tensión de referencia .....	59
3.7.3.10. Comentario .....	60
3.7.4. Control analógico con rechazo de perturbaciones .....	60
3.7.4.1. Elementos de la planta.....	61
3.7.4.2. Elementos del control .....	63
4. Presupuesto .....	75
5. Bibliografía.....	77

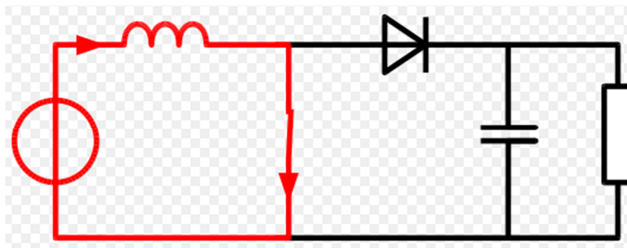
## 1. Introducción

El Trabajo Fin de Máster que se describe a continuación tiene como objetivo el diseño de un convertidor elevador (Boost) que servirá de base para una posterior construcción, que se utilizará en las prácticas de laboratorio del Departamento de Ingeniería Eléctrica del Edificio de los Pinos.

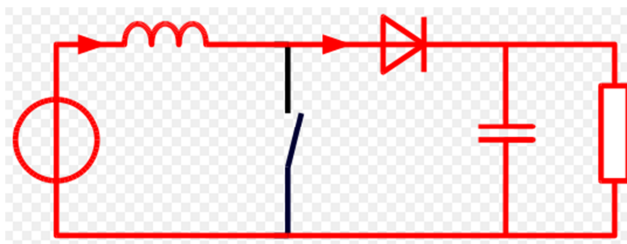
El convertidor Boost es un convertidor DC a DC que obtiene a su salida una tensión continua mayor que a su entrada. Es un tipo de fuente de alimentación conmutada que contiene al menos dos interruptores semiconductores y al menos un elemento para almacenar energía.

El principio básico de este convertidor consiste en dos estados distintos dependiendo del estado del interruptor:

- Cuando el interruptor está cerrado, la bobina almacena la energía de la fuente, a la vez la carga es alimentada por el condensador.



- Cuando el interruptor está abierto, el único camino para la corriente es a través del diodo y circula por el condensador (hasta que se carga completamente) y la carga.



El objetivo de realizar este convertidor es poder controlar la tensión de salida que entregara a las cargas y eso se realizara mediante los llamados lazos de control.

Los lazos de control a realizar en este proyecto serán cerrados, es decir con realimentación, con el fin de reducir el error y llevar la salida del sistema a un valor deseado. Además se controlará también la corriente que pasara por la inductancia, por lo que se realizara un control en cascada. El control en cascada se utiliza cuando las perturbaciones afectan directamente a la variable de proceso manipulada, utiliza la





medida de variables internas (auxiliares) para detectar rápidamente el efecto de las perturbaciones e iniciar antes la acción correctora.

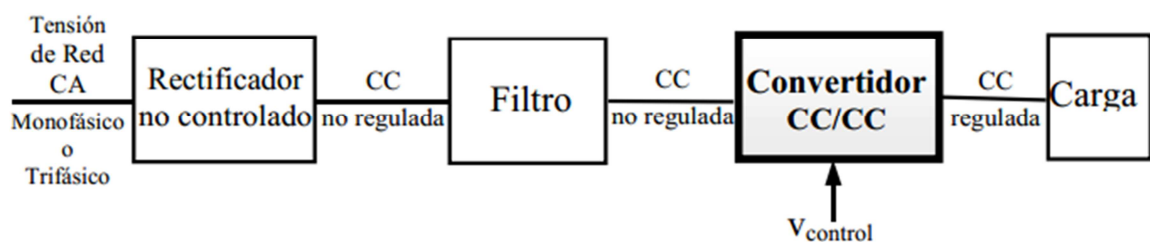
Los sistemas se ven a menudo afectados por otras entradas no deseadas, de origen diverso, que se aplican en algunos de sus componentes. Este tipo de entradas se suelen denominar entradas perturbadoras y suelen producirse por ruidos que afectan a las entradas de mando, variaciones inevitables en los parámetros del sistema o cambios en el medio en que está actuando el sistema, nuestro convertidor llevará un control contra perturbaciones, para evitar así errores en el sistema.

## 2. Descripción del accionamiento de corriente continua

### 2.1. Planteamiento General

Los convertidores CC/CC son ampliamente utilizados en fuentes de alimentación continuas conmutadas (generalmente con un transformador de aislamiento) y en aplicaciones de accionamiento de motores.

Como se muestra en la Figura 1, habitualmente la entrada de estos convertidores es una tensión continua no regulada, la cual se obtiene rectificando la tensión de línea y, por eso, esta fluctuará a los cambios en la magnitud de la tensión.



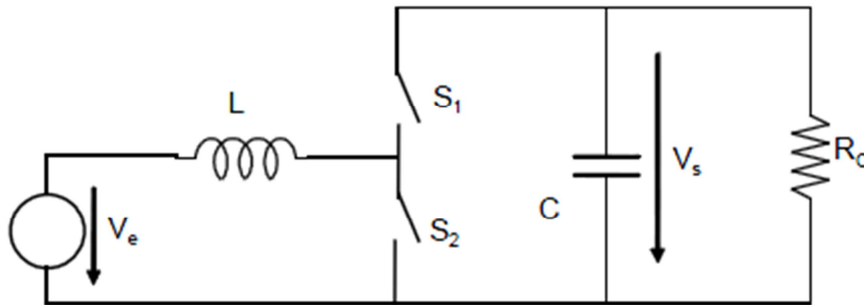
Podemos definir los convertidores CC/CC como circuitos que transforman una tensión continua (por lo general no regulada) en otra también continua y regulada.

Básicamente un convertidor de potencia está constituido por dispositivos semiconductores que hacen de interruptores de potencia. En función de dichos interruptores existen convertidores controlados y no controlados. En nuestro caso tenemos un semiconductor controlado y otro no controlado que explicaremos como obtenerlos más adelante.

Se dice que un convertidor es controlado cuando los interruptores que lo constituyen pueden ser controlados en su encendido (Tiristores), o es su encendido y apagado (Transistores BJT, MOSFET, IGBT).

## 2.2. Convertidor Boost

El convertidor Boost está formado por dos interruptores de potencia: Un Mosfet con el que controlamos el encendido y apagado, y un diodo de conmutación espontánea. A pesar de tener un interruptor de conmutación espontánea el convertidor es controlado.



Puesto que el ciclo de trabajo varía entre 0 y 1 la ganancia podría ser infinita.

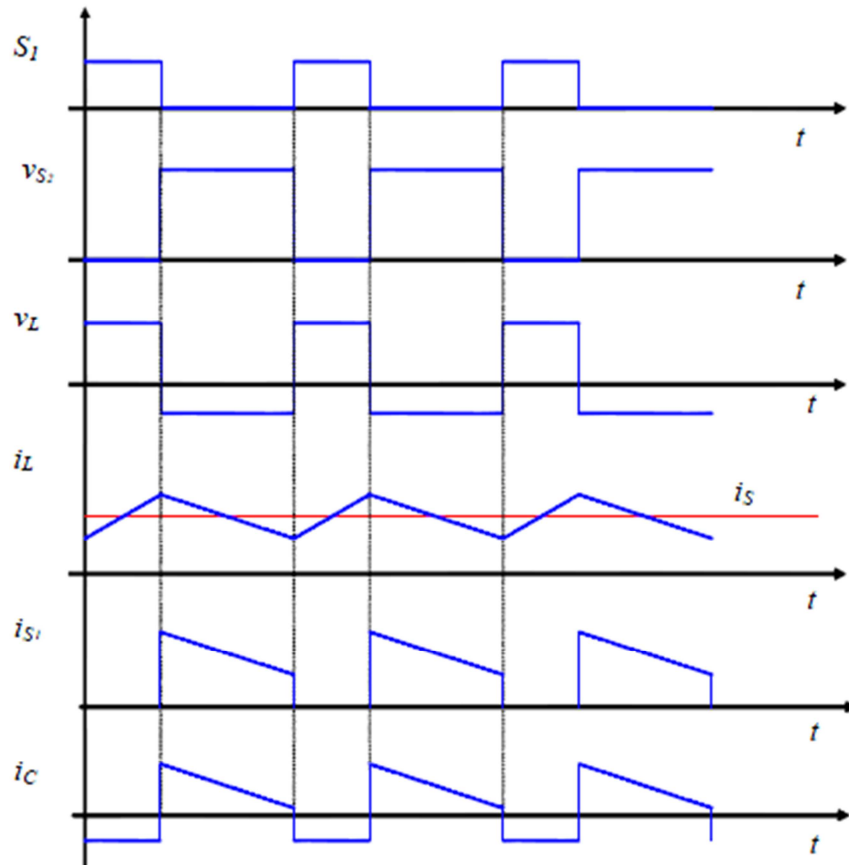
Debido a las no idealidades de los componentes (destacando la resistencia de la bobina):

- La curva de ganancia comienza a decrecer con ciclos de trabajo próximos a la unidad.
- El rendimiento decrece significativamente con ciclos de trabajo próximos a la unidad.

La ganancia se limita típicamente a valores inferiores a 10 ( $D < 0.9$ ).



En función del ciclo de trabajo los valores de tensión y de intensidad en cada uno de los componentes varía de la siguiente forma:



## 2.3. Elementos del convertidor Boost

### 2.3.1. Mosfet

Es un transistor de efecto de campo que se controla por tensión en el encendido y en el apagado. Existen de tipo P y de tipo N, pero para aplicaciones de electrónica de potencia únicamente utilizaremos los de tipo N.

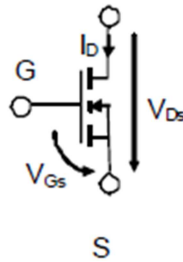


Fig. 1

Como se puede observar en la figura 1, el semiconductor está formado por 3 terminales, el drenador (D), la puerta (G) y el sumidero (S). Sus prestaciones se establecen a partir de 3 características:

1. *Característica de controlabilidad.*- Presenta control de encendido y apagado
2. *Característica estática.*- Fija la reversibilidad en tensión y/o corriente del semiconductor, así como la tensión máxima que puede soportar en corte y la corriente máxima que puede soportar en conducción. En el caso de un Mosfet, para una corriente de drenador  $I_d$  y la tensión drenador sumidero  $V_{ds}$  positivas, su característica estática se muestra en la figura 2.

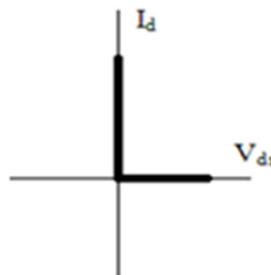


Fig. 2

3. *Característica dinámica.*- Determina la trayectoria seguida del paso del estado de conducción al de corte y viceversa. Es decir el camino seguido en las conmutaciones, del encendido al apagado y viceversa. A continuación se explican las fases importantes del encendido y apagado de un Mosfet, según el circuito de la figura 3 Se destaca el hecho de que en las conmutaciones es necesario cargar y descargar las capacidades parásitas de Mosfet.

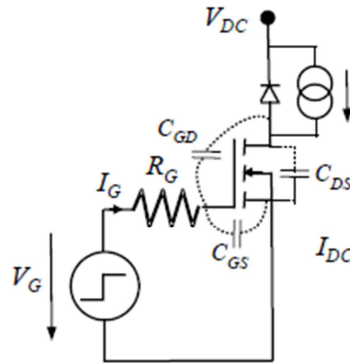
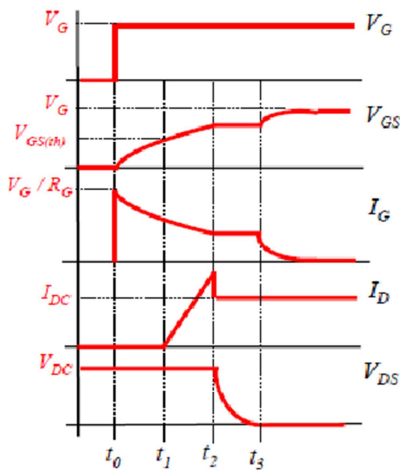


Fig. 3

- Característica de encendido de un Mosfet



$t_0-t_1$ : Tiempo de retraso de encendido o "Turn-on Delay Time" ( $t_{don}$ ). Es el tiempo que va desde la aplicación de la orden de encendido hasta que la tensión  $V_{GS}$  alcanza el valor de  $V_{GS(th)}$ . Durante este intervalo, como  $V_{GS}$  está por debajo de la tensión umbral, el MOSFET permanece apagado. La duración de este intervalo depende de la capacidad parásita de entrada  $C_{iss}$ , que corresponde con  $C_{GD}$  y  $C_{GS}$  en paralelo, de la  $R_G$  y de la  $V_{GS}$  (carga de una capacidad a través de una resistencia).

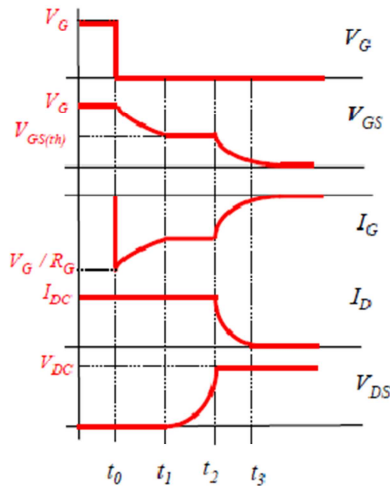
$t_1-t_2$ : Tiempo de subida o "Rise Time" ( $t_r$ ). Es el tiempo que tarda  $I_D$  en pasar del 10% al 90% de su valor final. Su valor depende de las características del MOSFET y de  $R_G$ . El pico de la corriente al final de intervalo es debido a la corriente inversa del diodo complementario. Durante este intervalo el diodo sigue conduciendo, por lo que  $V_{DS}$  no varía y la tensión  $V_{GS}$  sigue creciendo. Por último destacar que se producen grandes pérdidas al convivir grandes valores de tensión y corriente.

$t_2-t_3$ : Una vez bloqueado el diodo la tensión  $V_{DS}$  comienza a bajar. En este intervalo toda la corriente  $I_G$  es absorbida por la descarga de la capacidad  $C_{GD}$  (efecto Miller) por lo que la tensión  $V_{GS}$  permanece prácticamente constante.

$t_3-$ : Una vez terminada la conmutación del MOSFET la tensión de puerta ( $V_{GS}$ ) sigue subiendo hasta alcanzar el valor  $V_G$ . Dado que la tensión es pequeña, la capacidad parásita de entrada es grande y por lo tanto la constante de tiempo del sistema mayor (menor pendiente).



- Característica de apagado de un Mosfet



$t_0-t_1$ : Tiempo de retraso de apagado o “Turn-off Delay Time” ( $t_{doff}$ ). Es el tiempo que va desde la aplicación de la orden de apagado hasta que la tensión  $V_{GS}$  alcanza el valor de  $V_{GS(th)}$ . Durante este intervalo, como  $V_{GS}$  es superior a la tensión umbral, el MOSFET permanece encendido. La duración de este tiempo depende de la capacidad parásita de entrada ( $C_{iss}$ ) y de  $R_G$ . La duración de este retraso es generalmente mucho mayor que el del encendido dado que la  $C_{iss}$  presenta un fuerte valor cuando el MOSFET conduce ( $V_{DS}$  pequeña).

$t_1-t_2$ : Una vez alcanzada  $V_{GS(th)}$  la tensión  $V_{DS}$  comienza a aumentar hasta alcanzar el valor de  $V_{DC}$ . En este intervalo toda la corriente  $I_G$  es absorbida por la carga de la capacidad  $C_{GD}$  (efecto Miller) por lo que la tensión  $V_{GS}$  permanece constante. La intensidad del MOSFET no varía debido a que el diodo complementario sigue cortado al estar sometido a una tensión negativa. Durante este intervalo se producen grandes pérdidas al convivir nuevamente grandes valores de tensión y corriente.

$t_2-t_3$ : Tiempo de bajada o “Fall Time” ( $t_f$ ). Tiempo que tarda la corriente en pasar del 90% al 10%. Este tiempo varía muy poco con el valor de  $R_G$ . La caída de tensión en las inductancias parásitas se suma a la tensión de corte pudiéndose producir una sobretensión en el MOSFET. A partir de  $t_3$  la tensión de puerta ( $V_{GS}$ ) sigue bajando hasta anularse.

- Pérdidas del Mosfet

Son el resultado de:

$$P_{MOSFET} = P_{estáticas} + P_{dinámicas}(conmutación)$$

Pérdidas estáticas:

$$P_{estáticas} = P_{conducción} + P_{corte}$$

Las pérdidas por conducción están formadas por instantáneas y valor medio por lo tanto obtenemos las siguientes ecuaciones:

**Instantáneas:**

$$P_{cond} = V_{dssat} \cdot I_d P_{cond}$$

**Valor medio:**

$$P_{cond} = \frac{1}{T} \int P_{cond}(t) \cdot dt$$

Las pérdidas de corte se pueden despreciar por tener un valor prácticamente nulo.

Perdidas dinámicas:

$$P_{\text{conm}} = P_{\text{encendido}} + P_{\text{apagado}} = (E_{\text{on}} + E_{\text{off}}) F_{\text{con}}$$

Donde:

- $E_{\text{on}}$  es la energía disipada durante un encendido
  - $E_{\text{off}}$  es la energía disipada durante un apagado
  - $F_{\text{con}}$  es la frecuencia de conmutación
- Finalmente se puede decir que el valor de todas las pérdidas de un Mosfet aumentan con la frecuencia de conmutación. Será necesario incorporar un disipador de calor.

Más adelante se explicará porque uno de los semiconductores escogidos es un Mosfet.

### 2.3.2. Diodo

Es el interruptor semiconductor más sencillo que existe. Está formado por dos terminales, el ánodo (A), y el cátodo (K) como se observa en la figura 4.

Al igual que el Mosfet se define con sus 3 características:

1.- *Característica de controlabilidad.*

El diodo no es un dispositivo controlado y conduce o está en corte según las condiciones externas del sistema.

2.- *Característica estática.*

Según la figura 4 un diodo conduce si la corriente va de ánodo a cátodo y entra en corte si dicha corriente intenta ir en sentido contrario.

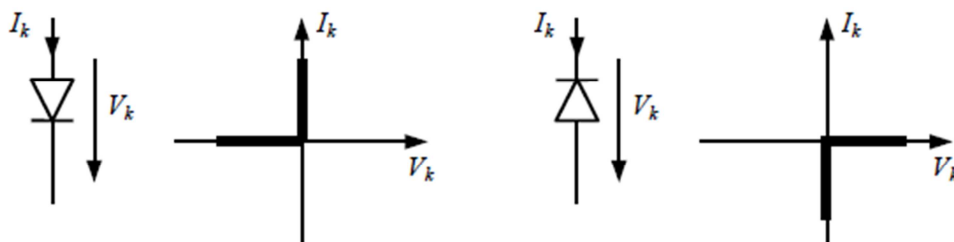


Fig. 4 Característica estática del diodo

De acuerdo a la figura 4, el diodo no es reversible ni en tensión ni en corriente y cumple lo siguiente:

- En conducción  $I_{AK} > 0$  y  $V_{AK} \approx 0V$  ( $0.8V \div 2V$ ). En este caso se dice que el diodo está polarizado en directa.
- En corte:  $V_{AK} < 0$  y  $I_{AK} = 0$ . Se dice que el diodo está polarizado en inversa.

Durante la conducción el diodo se puede representar con el siguiente modelo:

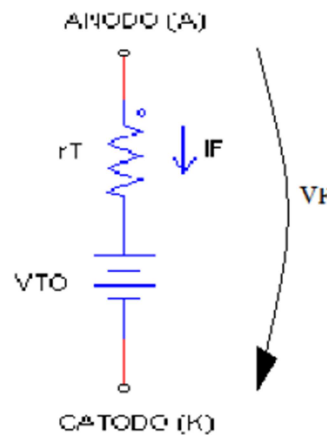
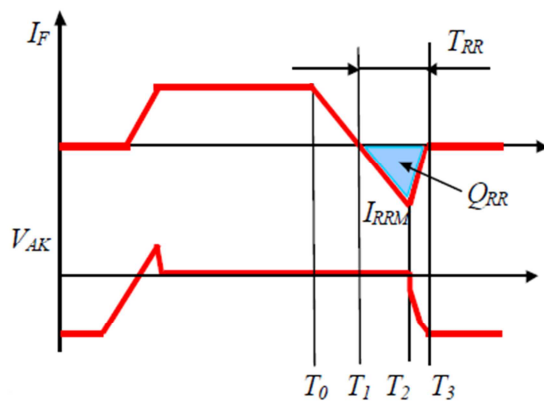


Fig. 5 Circuito equivalente de un diodo

Una fuente de tensión  $V_{TO}$  que varía entre 0.8 y 2V, en serie con una resistencia de un valor de mΩ.

3.-Característica dinámica.- Se representa en la figura 6:



$I_{RRM}$ : corriente de recuperación inversa máxima. Es función del valor de la corriente al inicio y de la  $dI_F/dt$  durante el apagado.

$Q_{RR}$ : Carga de recuperación inversa (carga a extraer de la unión).

$T_{RR}$ : Tiempo de recuperación inversa (tiempo de apagado del diodo).

Fig. 6 Característica dinámica





- Encendido del diodo

Como se dijo, el diodo conduce si desde el sistema exterior se le aplica una tensión positiva. Sin embargo, dado que al principio no existen portadores de carga en el diodo se produce una tensión que alcanza los 30V. Una vez que existen suficientes portadores como para que el diodo conduzca, la tensión en sus bornes disminuye hasta el valor de la tensión directa  $V_F$ .

- Apagado del diodo

1.- En  $T_0$  el circuito exterior hace que la corriente por el diodo empiece a bajar.

2.- Una vez que la corriente  $I_F$  se anula en  $T_1$  el diodo está lleno de portadores de carga por lo que empieza a circular una corriente negativa correspondiente con la extracción de dichas cargas. Su valor máximo corresponde con la corriente de recuperación inversa máxima,  $I_{RRM}$  en  $T_2$ , y depende tanto de la corriente  $I_F$  del inicio como de  $dI_F/dt$  durante el apagado.

3.- Una vez termina la extracción de cargas el diodo se corta. La corriente varía bruscamente hasta anularse y la tensión se hace negativa hasta alcanzar un valor que depende del circuito exterior.

- El tiempo comprendido entre  $T_1$  y  $T_3$  corresponde al tiempo de recuperación inversa  $T_{RR}$ , el tiempo que tarda en apagarse el diodo y las cargas extraídas corresponden a la  $Q_{RR}$ , carga de recuperación inversa.

- Pérdidas

Igual que en el Mosfet son el resultado de:

$$P_{MOSFET} = P_{estáticas} + P_{dinámicas}(\text{conmutación})$$

Pérdidas estáticas:

$$P_{estáticas} = P_{conducción} + P_{corte}$$

Las pérdidas estáticas por conducción se pueden calcular de 2 formas:

- Usando la característica V-I del diodo polarizado en directa, en función de la corriente  $I_F$  obtenemos  $V_F$ .
- Sabiendo que en conducción se comporta según el circuito de la figura 1.8, se puede decir que:



$$P_{\text{cond}} = V_F(I_F) \cdot I_F \approx V_{TO} \cdot I_F + r_T \cdot I_F^2$$

Las pérdidas de corte se pueden considerar prácticamente despreciables.

#### Perdidas dinámicas:

$$P_{\text{conm}} = P_{\text{encendido}} + P_{\text{apagado}} = (E_{\text{on}} + E_{\text{off}}) F_{\text{con}}$$

Las pérdidas en el encendido se pueden considerar despreciables

Las pérdidas en el apagado se pueden calcular aproximadamente a partir de la carga de recuperación inversa (QRR) y la tensión de inversa,  $V_R$  a la que corta el diodo impuesta por el sistema externo.

$$P_{\text{off}} = E_{\text{off}}(I_F, dI_F / dt, V_R) \cdot F_{\text{Con}} \approx Q_{RR} \cdot V_R \cdot F_{\text{Con}}$$

Igual que sucedía con el Mosfet, las pérdidas en un diodo son considerables con el aumento de la frecuencia de conmutación. Y dado que su valor. Como se verá más adelante es elevado, es necesario el uso de un disipador de calor que evite el calentamiento del diodo y su posterior destrucción.

Más adelante se explicará porque el segundo semiconductor es un diodo.

### **2.3.3. Inductancia**

La inductancia ( $L$ ), es una medida de la oposición a un cambio de corriente de un inductor o bobina que almacena energía en presencia de un campo magnético, y se define como la relación entre el flujo magnético ( $\Phi$ ) y la intensidad de corriente eléctrica ( $I$ ) que circula por la bobina y el número de vueltas ( $N$ ) del devanado:

$$L = \frac{\Phi N}{I}$$

La inductancia depende de las características físicas del conductor y de la longitud del mismo. Si se enrolla un conductor, la inductancia aumenta. Con muchas espiras se tendrá más inductancia que con pocas. Si a esto añadimos un núcleo de ferrita, aumentaremos considerablemente la inductancia.

### **2.3.4. Condensador**

Un condensador es un dispositivo pasivo capaz de almacenar energía sustentando un campo eléctrico. Está formado por un par de superficies conductoras, generalmente en forma de láminas o placas, en situación de influencia total (esto es, que todas las líneas de campo eléctrico que parten de una van a parar a la otra) separadas por un material dieléctrico o por el vacío. Las placas, sometidas a una diferencia de potencial, adquieren una determinada carga eléctrica, positiva en una de ellas y negativa en la otra, siendo nula la variación de carga total.



Aunque desde el punto de vista físico un condensador no almacena carga ni corriente eléctrica, sino simplemente energía mecánica latente; al ser introducido en un circuito se comporta en la práctica como un elemento

"capaz" de almacenar la energía eléctrica que recibe durante el periodo de carga, la misma energía que cede después durante el periodo de descarga.

#### Carga y descarga

Al conectar un condensador en un circuito, la corriente empieza a circular por el mismo. A la vez, el condensador va acumulando carga entre sus placas. Cuando el condensador se encuentra totalmente cargado, deja de circular corriente por el circuito. Si se quita la fuente y se coloca el condensador y la resistencia en paralelo, la carga empieza a fluir de una de las placas del condensador a la otra a través de la resistencia, hasta que la carga es nula en las dos placas. En este caso, la corriente circulará en sentido contrario al que circulaba mientras el condensador se estaba cargando.

#### **2.3.5. Driver**

Es el encargado de adecuar las señales de encendido y apagado a las exigencias del Mosfet. Es decir, adecua los disparos enviados por el sistema de control a las exigencias del sistema de potencia en el que se sitúan los transistores. Generalmente incorpora las siguientes funciones:

- Amplificación de la señal de control a los valores de tensión y corriente necesarios.
- Aislamiento galvanizado entre el sistema de control y el de potencia. Esto lo hace mediante un transformador de pulsos, opto-acoplador o fibra óptica.
- Protecciones contra tensiones bajas de alimentación y cortocircuitos.

Su esquema funcional se puede observar en la figura 7:

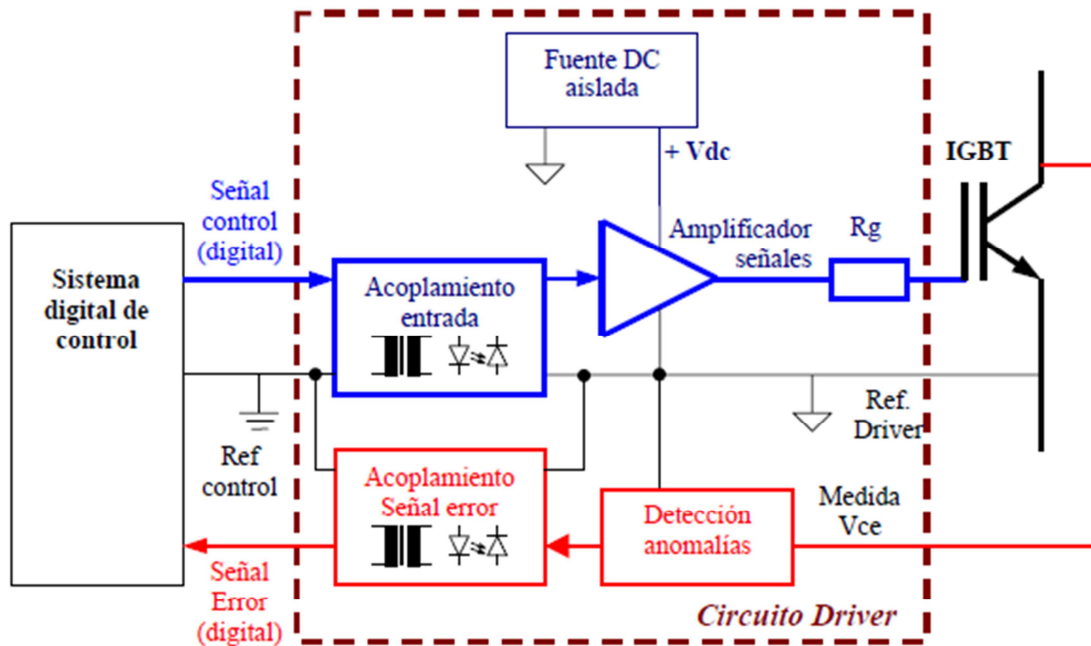


Fig. 7

## 2.4. Funcionamiento Convertidor Boost

### 2.4.1. PWM: Modulación por anchura del pulso

La técnica de modulación PWM (Modulación por Anchura de Pulso) permite encender y apagar los semiconductores de potencia (Mosfets), para obtener una tensión troceada a la salida a partir de la cual interesa percibir únicamente el valor medio de dicha tensión.

En el Boost al utilizar la técnica PWM lo que haremos será dar las ordenes de encendido y apagado para el Mosfet.

Esta técnica consiste en comparar una señal triangular con una tensión de control que dará una onda cuadrada indicando al Mosfet cuando debe encenderse y cuando apagarse como veremos en la figura 8. La parte principal del PWM es el comparador que compara 2 tipos de señales analógicas:

- Una señal de continua que se encarga de conseguir el valor medio de tensión a la salida esta tensión recibe el nombre de modulante ( $V_{con}$ )
- Una señal triangular que define la frecuencia de conmutación del Mosfet

De la comparación se consigue a la salida una señal de tipo Digital (F). Su valor es alto si la modulante es mayor que la triangular. Y su valor es bajo en caso contrario. Con esta señal se determinan los disparos accionados por el driver y enviado al Mosfet. La modulante podrá obtener valores comprendidos entre 0 y  $V_{pt}$ .

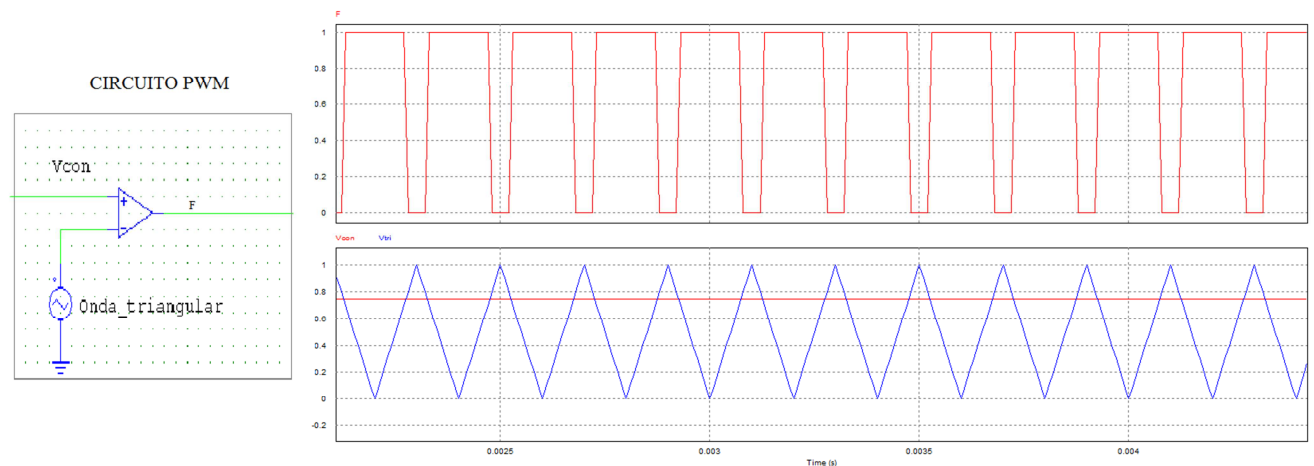
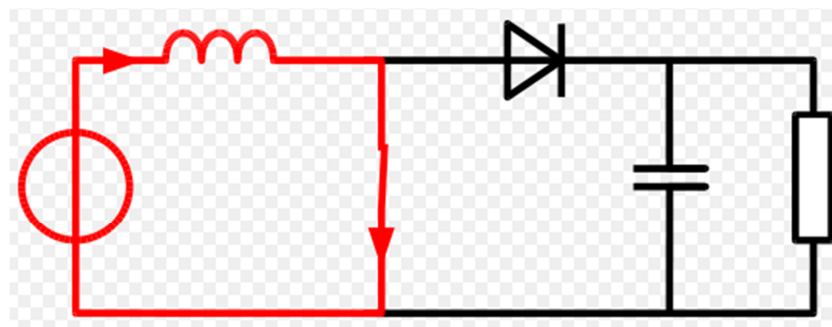


Fig. 8 Circuito PWM de implantación analógica

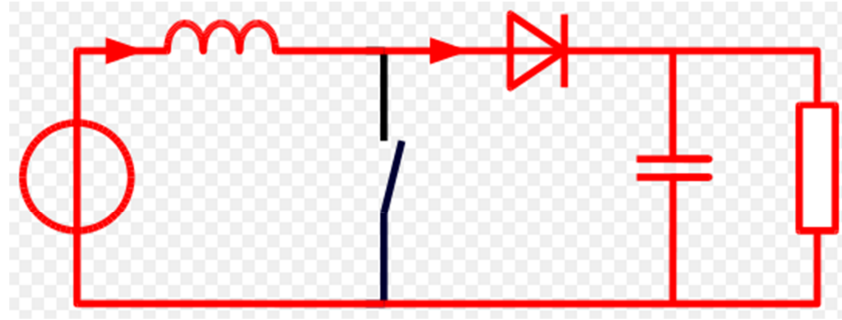
Tal y como vemos en la figura 8 la señal F que indica el encendido y apagado del Mosfet, cuando está a nivel alto (1 en este caso) el Mosfet se enciende y cuando está a nivel bajo (0 en este caso) el Mosfet se apaga, dando lugar a 2 circuitos que serán los responsables de las ondas de salida del convertidor.

- Mosfet encendido (el diodo está en corte)



A este periodo de tiempo lo denominaremos  $T_{ON}$ .

- Mosfet apagado (el diodo conduce)



A este periodo de tiempo lo denominaremos  $T_{OFF}$ .

A partir de estos dos circuitos y teniendo en cuenta la inductancia podremos obtener las siguientes relaciones como se observa en la fig. 9:

$$V_L \text{ en } T_{on} \rightarrow V_L = V_{Ent}$$

$$V_L \text{ en } T_{off} \rightarrow V_L = V_{Ent} - V_{Sal}$$

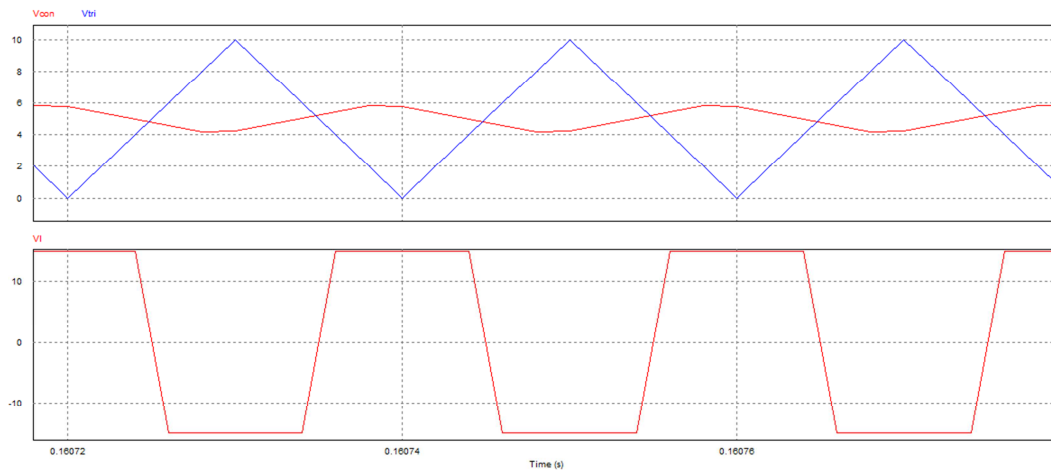


Fig. 9 Tensión en la inductancia para  $T_{on}$  y  $T_{off}$

$$\langle V_L \rangle = \frac{1}{T_{con}} \int V_L \cdot dt = \frac{1}{T} \left( \int_0^{T_{ON}} V_L \cdot dt + \int_{T_{ON}}^{T_{OFF}} V_L \cdot dt \right) =$$



$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{T_{con}} \left( \int_0^{T_{ON}} V_{Ent} \cdot dt + \int_{T_{ON}}^{T_{OFF}} (V_{Ent} - V_{Sal}) \cdot dt \right) = \\
 &= \frac{1}{T_{con}} \left( (V_{Ent} \cdot T_{ON}) + [(V_{Ent} - V_{Sal}) \cdot T_{OFF} - (V_{Ent} - V_{Sal}) \cdot T_{ON}] \right) \\
 &< V_L > = \frac{V_{Ent} \cdot T_{ON} + (V_{Ent} - V_{Sal}) \cdot T_{OFF}}{T_{con}}
 \end{aligned}$$

De aquí sale (más adelante se realizan los pasos para despejar esta ecuación):

$$V_S = \frac{V_e}{\left(1 - \frac{T_{ON}}{T_{con}}\right)} = \frac{V_e}{(1 - D)}$$

La fracción formada por  $T_{ON}/T_{con}$  es denominada como ciclo de trabajo (D) y sus valores oscilarán entre 0 y 1 pudiendo entregar así el convertidor tensiones desde el valor de  $V_{Ent}$  hasta 30V.

#### 2.4.2. Rizado de corriente en la inductancia

Al utilizar la técnica PWM como hemos visto en el punto anterior obtenemos una tensión en la inductancia con dos valores distintos, uno en  $t_{on}$  y otro en  $t_{off}$  lo que provocará una suave variación de la corriente durante estos intervalos al que llamaremos rizado.

Se puede demostrar fácilmente mediante la ecuación de la inductancia.

$$V_L = L \cdot \frac{dI_L}{dt}$$

Donde:

$V_L$ : es la tensión de la inductancia

L: es el coeficiente de inducción

$dI_L$ : es la variación de la corriente

dt: es la variación del tiempo

- Durante  $t_{on}$   $V_L = V_e$  ( $V_L$  es positivo ya que  $V_e$  también positiva) Si  $V_L$  es positivo y L es una constante  $\frac{dI_L}{dt} \approx \uparrow$  (La  $I_L$  aumenta con el tiempo).

- Durante  $t_{\text{off}}$   $V_L = V_e - V_s$  ( $V_L$  es negativo porque  $V_s$  es mayor que  $V_e$ ) Si  $V_L$  es negativo y  $L$  es una constante  $\frac{dI_L}{dt} \approx \downarrow$  (la  $I_L$  disminuye con el tiempo).

En la Figura 10 se ve el rizado de corriente explicado:

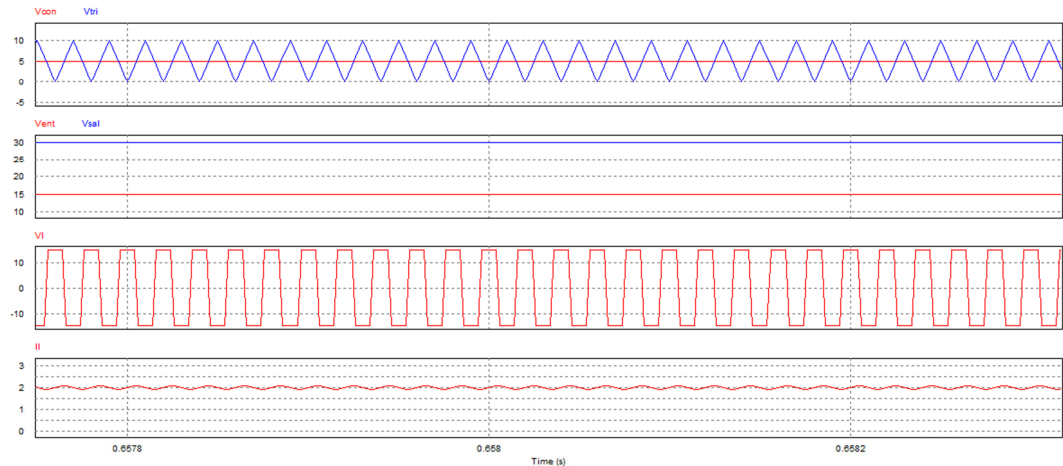


Fig. 10

En la Figura 10 se ve perfectamente todo lo explicado anteriormente. Mediante la técnica PWM observamos que en ton  $V_L$  es positiva y en toff es negativa, viendo así la variación correspondiente a cada caso denominado rizado de corriente.

### 2.4.3. Rizado de tensión en el condensador

Una vez explicado el rizado de corriente en la inductancia conviene explicar el rizado de tensión existente en la capacidad de salida.

En  $T_{\text{ON}}$  la corriente  $I_L = I_e$

En  $T_{\text{OFF}}$  la corriente  $I_L = I_{\text{sal}} + I_c$ , esto es aplicando la teoría de los circuitos que se ve en la Figura 11.

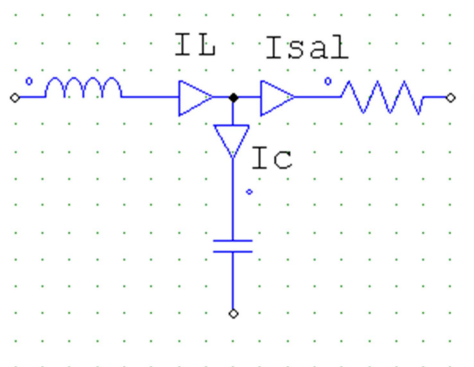


Fig. 11



Sabemos que el valor medio de la corriente en un condensador es 0 pero también sabemos que esta tiene rizado ya que  $I_{sal}$  es una corriente continua prácticamente perfecta.

En  $T_{ON}$  la corriente por el condensador será la misma pero de signo contrario que la de salida, y en  $T_{OFF}$  la corriente decrece ya que la tensión aumenta. Esto se debe a que en  $T_{OFF}$  el condensador se carga y por tanto aumenta su tensión, y en  $T_{ON}$  el condensador se descarga.

En la Figura 12 se ve el rizado tanto de la corriente en la inductancia como de tensión en el condensador:

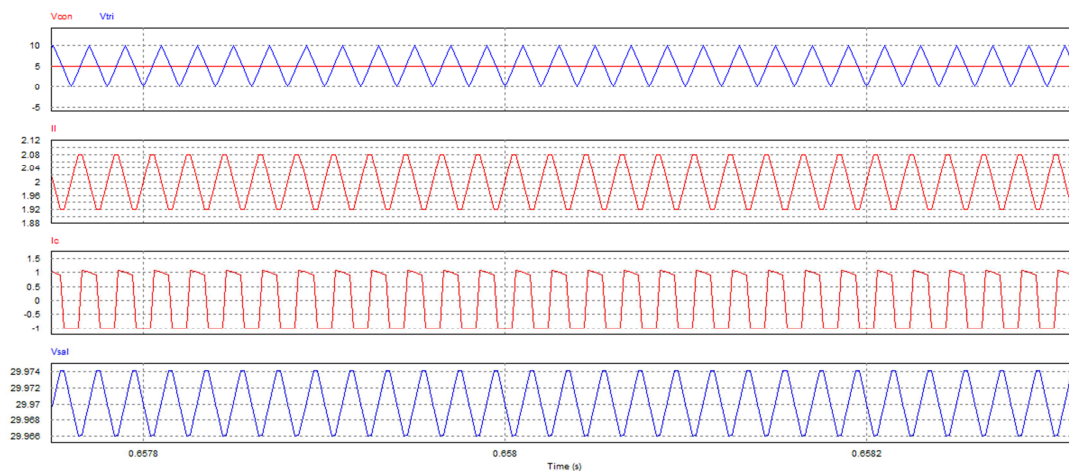


Fig. 12

#### 2.4.4. Efecto de las inductancias parásitas: condensadores de desacoplo

El montaje del Boost se llevará a cabo utilizando cables, conectores, pistas de cobre (al realizar una placa de circuito impreso, PCB). Además las células de conmutación tienen tornillos que permiten su conexión a otros dispositivos.

Todas las conexiones presentes en el sistema van a introducir inductancias parásitas. Durante las conmutaciones del Mosfet del convertidor, se somete a dichas inductancias a fuertes derivadas de corriente lo que da lugar a sobretensiones en los semiconductores.

En la Figura 13 se puede observar el convertidor conmutado básico, donde se ha tenido en cuenta las inductancias parásitas que existen en cada tramo:

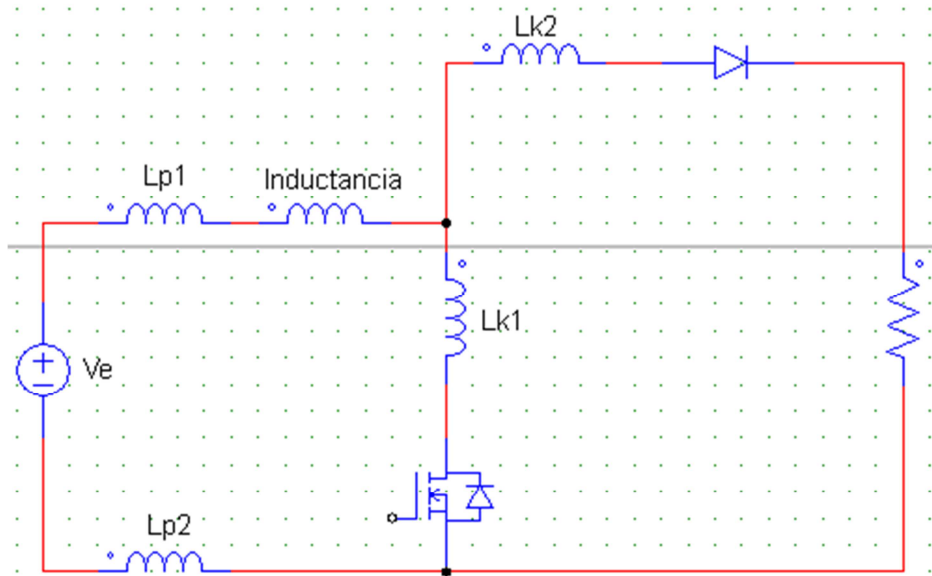


Fig. 13

En este convertidor la corriente solo puede ser positiva cuando el Mosfet este conduciendo, la corriente se cierra por Lp1, Lk1 y Lp2. Posteriormente se supone que entra a conducir el diodo y en esta situación el Mosfet vera la siguiente tensión instantánea:

$$V_{k1} = E - (L_{p1} + L_{k1} + L_{k2} + L_{p2}) \cdot \frac{di_{k1}}{dt}$$

El valor de  $\frac{di_{k1}}{dt}$  queda impuesto por el mosfet. Actualmente existen interruptores capaces de conmutar corrientes superiores a 300A en menos de 100ns, con lo que se obtiene una gran derivada de corriente con respecto del tiempo  $\frac{di_{k1}}{dt} \geq \frac{3000A}{\mu seg}$ . Se

supone el uso de conductores para conectar el convertidor con la alimentación y se sabe que aproximadamente por cada metro de conductor se tiene una inductancia de 1μH. Si además se tuviese una malla de longitud total de 20cm, la sobretensión que se obtiene en la inductancia total  $L_T$ , es:

$$L_T \cdot \frac{di_{k1}}{dt} = \left(1 \frac{\mu H}{m} \cdot 0,2m\right) \cdot 3000 \frac{A}{\mu seg} = 600V$$

Si suponemos una tensión de alimentación de 200V, el Mosfet vera la siguiente sobretensión:  $V_{k1}=200-600=-400V$ , un valor igual al doble de lo que debería soportar, ya que idealmente solo debería soportar la tensión de alimentación.

Recogiendo lo anterior, se destaca:

- El aumento de las inductancias parasitas aumenta la sobretensión producida en los semiconductores apagados.
- Para reducir el efecto de las inductancias parasitas se deben colocar todos los elementos lo más cerca posible entre ellos.
- Para reducir el efecto de las inductancias parasitas debidas a la conexión del convertidor con la fuente de alimentación se colocan los denominados condensadores de desacoplo, que deben colocarse lo más cerca posible de la célula de conmutación y absorber la energía almacenada en las inductancias  $L_{p1}$  y  $L_{p2}$ . Esta conexión se observa en la Figura 14:

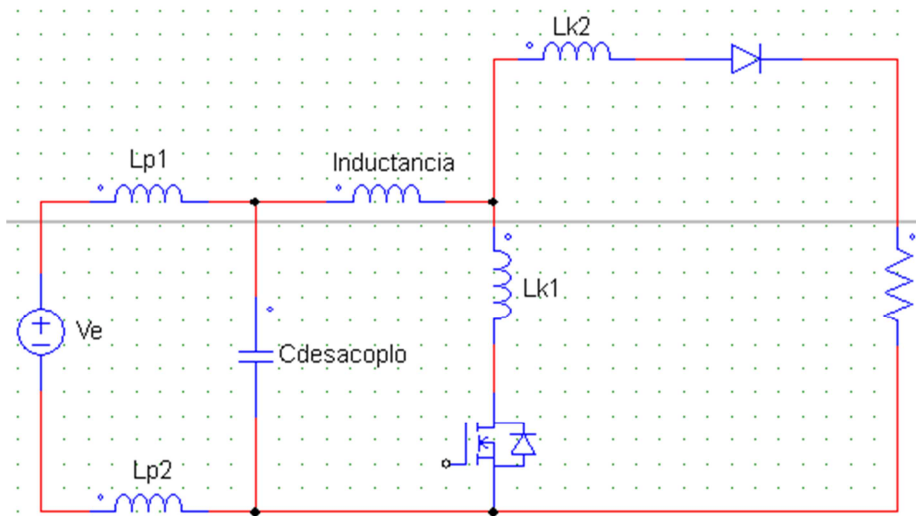


Fig. 14

Volviendo al ejemplo anterior, si la longitud total para conectar la alimentación con el convertidor es de 20cm, el condensador deberá absorber la energía de la inductancia que produce la sobretensión de 600V.

$$E_{Cdes} = \frac{1}{2} \cdot C_{des} \cdot V_{Cdes}^2 \rightarrow E_L = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_{k1}^2$$

Con una tensión de alimentación de 200V la tensión en el condensador de desacoplo  $C_{DES}$  será de 400V. Se imagina un caso en el que  $K1$  deba conducir 300A, obviamente este es un valor de corriente demasiado grande; pero con este valor se puede establecer un valor de capacidad suficiente para utilizarlo en convertidores cuya potencia sea del orden de decenas de Kw. Con todo esto el valor de las capacidades desacoplo será:

$$E_L = E_{CDES} = \frac{1}{2} \cdot \left(1 \frac{\mu H}{m} \cdot 0.2m\right) \cdot 300^2 = 9mJ \Rightarrow C_{DES} = 2 \cdot \frac{E_{CDES}}{V_{CDES}^2} = 2 \cdot \frac{9mJ}{400^2} = 112,5nF$$



De la expresión anterior, se puede deducir que el valor del condensador de desacoplo deberá ser mayor cuanto menor sea la tensión que este debe soportar. Es decir que teniendo la misma tensión de alimentación su valor aumenta si disminuye la sobretensión en las inductancias parasitas y se sitúa próximo a la tensión de alimentación. Esta situación es poco probable, dado que el convertidor se conecta a la alimentación a distancias mayores que 10cm, lo que aumenta el valor de la inductancia parasita. Por el contrario, teniendo la misma sobretensión su valor aumenta cuanto más cerca de dicha sobretensión se sitúe la tensión de alimentación.

Por ejemplo, teniendo la misma sobretensión que antes 600V, y aumentando la tensión de alimentación a 500V, el valor de la capacidad de desacoplo será:

$$V_{CDES} = 600 - 500 = 100V \Rightarrow C_{DES} = 2 \cdot \frac{E_{CDES}}{V_{CDES}^2} = 2 \cdot \frac{9mJ}{100^2} = 1,8\mu F$$

Normalmente los valores del condensador de desacoplo están comprendidos entre 1μF y 5 μF. Aunque como se ha demostrado anteriormente es suficiente con uno de aproximadamente 2 μF para convertidores de decenas de KW.

## 2.5. Control

El control constituye la parte más importante del convertidor. De su exactitud depende que el convertidor tenga un funcionamiento correcto.

Desempeña dos funciones importantes:

- Realizar un lazo cerrado de control para actuar sobre los valores de tensión y corriente del convertidor que permitan alcanzar las referencias establecidas.
- Realizar la lógica del encendido y apagado del convertidor cumpliendo unos requisitos establecidos.

### 2.5.1. Lazo cerrado de control

El lazo de control del convertidor será un lazo cerrado con realimentación negativa. El objetivo es variar la tensión de salida del convertidor según una tensión de referencia. Esta configuración se caracteriza por:

- La presencia de sensores de medida que permiten tener información en todo momento de los valores de tensión y de corriente para los lazos respectivos de tensión y corriente. Precisamente son estos, los que brindan la realimentación del lazo.
- Para el lazo de tensión el sensor que se va a utilizar es un divisor de tensión, mientras que para el lazo de corriente el sensor a utilizar será una célula LEM,



por lo general las medidas obtenidas a la salida de dichos sensores son valores de tensión reflejos de las medidas reales  $K_{sv}$  y  $K_{si}$

- Debido a las elevadas frecuencias de conmutación del convertidor, a las salidas de los sensores de medidas es conveniente el uso de un filtro tipo PASO-BAJO para eliminar el ruido debido a la frecuencia de conmutación. Su función de transferencia en el dominio de Laplace es:

$$F(s) = \frac{1}{\frac{s}{W_{fil}} + 1}$$

Donde  $W_{fil}$  es la frecuencia de corte del filtro paso bajo.

Con todo lo expuesto, se obtienen los diagramas de bloques del sensor de tensión y de corriente:

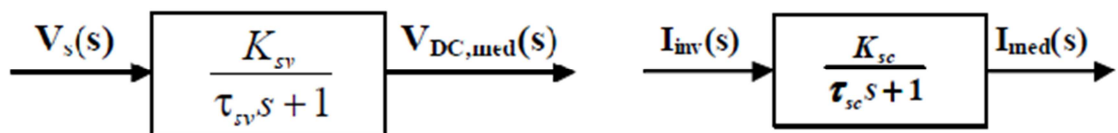


Fig. 15

- La presencia de un regulador de control que elimina en todo momento el error entre las referencias a seguir y las medidas obtenidas con los sensores. Existen reguladores de control de muchos tipos, sin embargo, el regulador más utilizado es el regulador PID (Proporcional-Integral-Derivativo). Su expresión es la siguiente:

$$u(t) = K_p \cdot \varepsilon(t) + K_i \cdot \int \varepsilon(t) \cdot dt + K_d \cdot \frac{d\varepsilon(t)}{dt}$$

Siendo  $\varepsilon(t)$  el error en la entrada del regulador y  $u(t)$  la variable a de control a su salida.

Consta de tres constantes que realizan tres acciones:

- **ACCION PROPORCIONAL.-** La constante  $K_p$  elimina el error instantáneo. El aumento de su valor aumenta la rapidez del sistema alcanzando la referencia en un tiempo más corto cuanto mayor sea  $K_p$ . Pero un valor demasiado elevado conlleva a que el sistema se haga oscilante o incluso inestable.
- **ACCION INTEGRAL.-** Con el fin de aportar mayor estabilidad al sistema, la constante  $K_i$  permite eliminar el error en régimen permanente. Dado que su valor es proporcional a la integral del error, esta constante dejara de integrar, es decir su valor se estabilizara, cuando el error sea nulo.
- **ACCION DERIVATIVA.-** Suaviza la respuesta del sistema durante los transitorios y mejora su comportamiento frente a perturbaciones. La constante  $K_d$ , al ser proporcional a la derivada del error, evita cualquier cambio brusco en



su valor. Presenta el defecto de ser muy sensible a los ruidos de alta frecuencia, ya que en estas situaciones el valor de la derivada es muy alto e indeseable.

El regulador del lazo de este convertidor solo realizara las dos primeras acciones ya que en los convertidores de potencia, las altas frecuencias de conmutación provocan la existencia de un ruido al que es sensible la acción derivativa.

Por lo tanto el regulador a utilizar será un REGULADOR PI (Proporcional-Integral)

La expresión de la variable de control será:

$$u(t) = Kp \cdot \varepsilon(t) + Ki \cdot \int \varepsilon(t) \cdot dt = Kp \left( \varepsilon(t) + \frac{1}{Tn} \cdot \int \varepsilon(t) \cdot dt \right) \Rightarrow \text{donde : } Ki = \frac{Kp}{Tn}$$

Pasándola al dominio de Laplace se obtiene:

$$U(s) = Kp \left( \varepsilon(s) + \frac{1}{Tn \cdot s} \cdot \varepsilon(s) \right) = Kp \cdot \frac{Tn \cdot s + 1}{Tn \cdot s} \cdot \varepsilon(s)$$

Donde se obtiene el diagrama de bloques de la Figura 16:

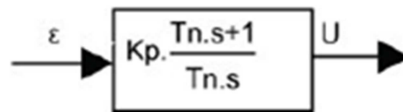


Fig. 16

Un regulador PI tiene dos parámetros que se calculan estableciendo dos condiciones importantes en el sistema: rapidez y estabilidad.

Finalmente se tiene el convertidor de potencia que efectúa las órdenes del lazo de control para conseguir la variación de tensión final.

### 2.5.2. Lazos en cascada

Se llaman lazos en cascada a la técnica que realiza el control de dos o más parámetros de un convertidor estando uno interno en el otro. Es decir nuestro convertidor va a realizar el control tanto de corriente como de tensión, pues bien una estructura en cascada realiza primero el lazo de corriente que esta internamente dentro del lazo de tensión y una vez ha realizado este pasara a realizar el control del lazo de tensión.

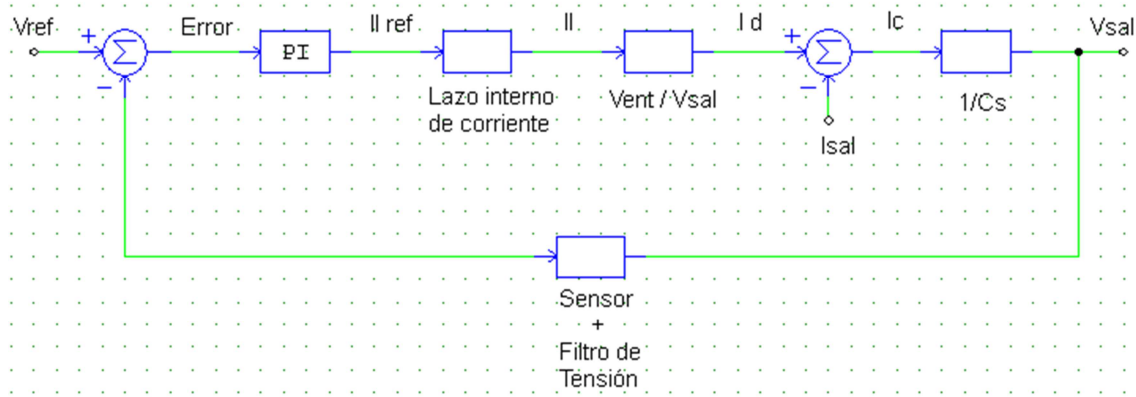


Fig. 17

Una regla básica de los lazos en cascada exige que el lazo interno sea más rápido que el externo, en concreto el lazo de corriente debe ser 3 o 5 veces más rápido que el de tensión. Esta es una condición necesaria dado que el lazo interno recibe las órdenes del lazo externo y debe ejecutarlas rápidamente para enviar una información adecuada al lazo externo. Con esta exigencia se consigue el desacoplamiento de ambos lazos y al mismo tiempo se calculan los parámetros de los reguladores.

Un lazo de control se puede diseñar de varias formas: analógicamente con circuitos electrónicos, digitalmente programando un micro o a través del ordenador como es el caso del lazo de tensión ya existente. Optaremos por realizar un diseño analógico.

### 2.5.2.1. Lazo interno de corriente

El lazo interno o lazo de corriente se encargará de realizar el control de la corriente en la inductancia, este deberá ser más rápido que el lazo externo o de tensión para que el sistema funcione correctamente.

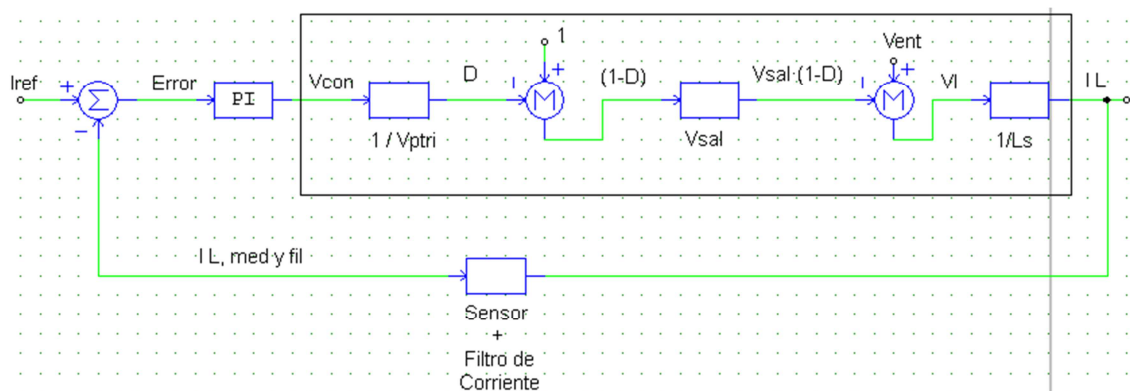


Fig. 18

Como se puede observar en la figura 18 tenemos varios bloques:

- Planta convertidor
- Bloque de sensor y filtro
- Bloque Controlador PI

#### Planta convertidor

En la Figura 19 se ve la planta del convertidor BOOST:

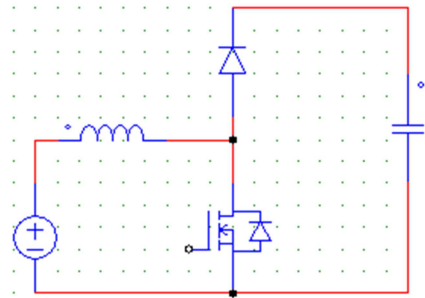


Fig. 19

#### Bloque de sensor y filtro

Este bloque se encarga de medir la señal y adecuarla a unos valores a la que sea posible conectar los equipos de medida sin dañarlos. Además de medir la señal la pasamos por un filtro paso bajo para evitar así componentes indeseadas que perturben la medida de la señal a medir.

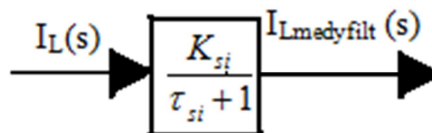


Fig. 20

En nuestro caso utilizaremos una célula Lem como sensor y un filtro paso-bajo RC que explicaremos con más detalle en el apartado de diseño.

Una característica importante del sensor, es que mide la corriente en amperios y transforma este parámetro a voltios, ya que los sistemas analógicos funcionan con valores de tensión. Esto se explicara más adelante en el apartado de diseño correspondiente ya que se mostrara el esquema interno.

- K<sub>si</sub> es la ganancia del sensor (un escalamiento entre amperios y Voltios explicado anteriormente)





- $\tau_i = \frac{1}{\omega_{cfi}}$  donde  $\omega_{cfi}$  es la  $\omega$  de corte del filtro de corriente
- $s$  es la variable en el dominio de Laplace (en el dominio de frecuencia equivale a  $2\pi f\omega_{Li}$  donde  $\omega_{Li}$  es la  $\omega$  del lazo de corriente)

En el apartado de diseño se especificaran todas las  $\omega$ .

### Bloque controlador PI

El controlador PI es el encargado de la velocidad del lazo y de dar estabilidad al sistema. La presencia de un regulador de control elimina en todo momento el error entre las referencias a seguir y las medidas obtenidas con los sensores.

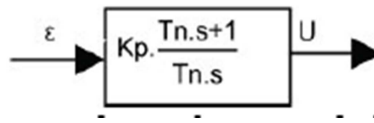


Fig. 21

Un regulador PI tiene dos parámetros que se calculan estableciendo dos condiciones importantes en el sistema: rapidez y estabilidad. Esto se explicara una vez obtenida la función de transferencia en lazo abierto.

La función de transferencia en lazo abierto resultante del conjunto de bloques que componen el lazo de corriente es:

$$FT_{LA} = \frac{K_P \cdot K_{SI} \cdot V_{DC}}{V_{PT} \cdot L \cdot Tn} \cdot \frac{1}{s^2} \cdot (Tns + 1) \cdot \frac{1}{\tau_{SI} + 1}$$

Una vez obtenida la función de transferencia el objetivo será buscar los parámetros del PI ( $K_p$  y  $T_n$ ). La constante  $K_p$  es la que va a aportar la rapidez del lazo y la  $T_n$  es la que va a aportar estabilidad.

Como calcular el lazo:

- Criterio de estabilidad

$$-180 + MF = \arctg(Tns) - 180 - \arctg\left(\frac{s}{\omega_{cfi}}\right)$$

De esta ecuación sacamos el parámetro  $T_n$

El MF estará en torno a  $40^\circ$  y  $60^\circ$



- Criterio de rapidez

$$FT_{LA} = \frac{K_P \cdot K_{SI} \cdot V_{DC}}{V_{PT} \cdot L \cdot Tn} \cdot \frac{1}{\omega_{Li}^2} \cdot \sqrt{\frac{(Tns)^2 + 1}{(\tau_s)^2 + 1}}$$

En esta ecuación  $FT_{LA}=1$  y despejamos  $K_P$

### 2.5.2.2. Lazo externo de tensión

El lazo externo o de tensión se encarga de controlar la tensión a la salida del convertidor o la tensión en bornes del condensador, a partir de un valor de referencia dado de tensión que nosotros deseemos el controlador hará que el convertidor obtenga esa tensión de salida en bornes del condensador, este lazo debe ser más lento del lazo de corriente para que el sistema funcione correctamente.

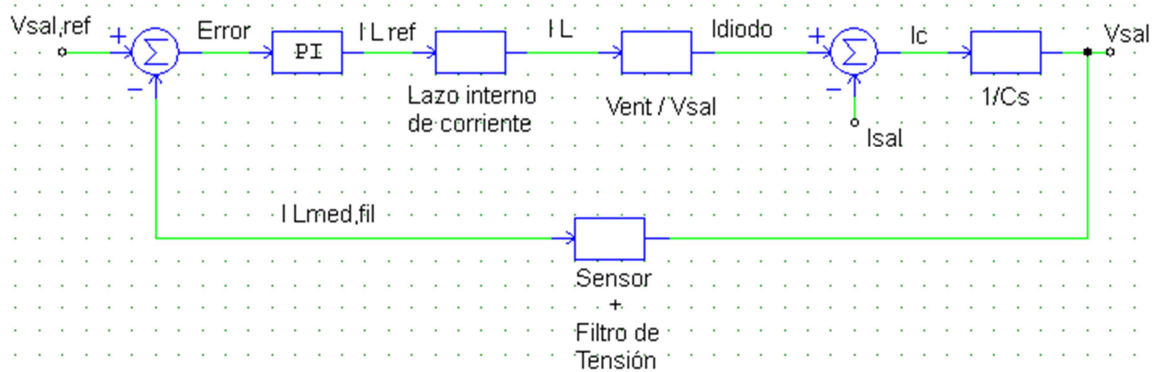


Fig. 22

Como se puede observar el lazo de tensión está formado por los siguientes bloques:

- Planta convertidor
- Lazo interno de corriente
- Bloque sensor y filtro
- Controlador PI

#### Planta convertidor

La corriente en la inductancia viene dada por el lazo interno de corriente en la planta del convertidor lo que nos interesa es la corriente que circula por el condensador, pues bien se observa que  $I_c = I_L - I_{sal}$  obteniendo el siguiente diagrama de bloques.

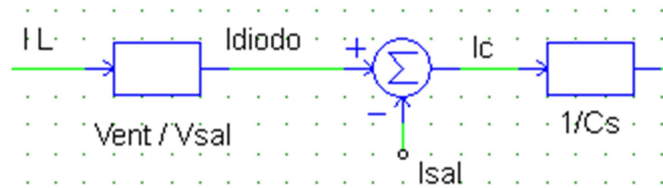


Fig. 23

#### Bloque lazo interno de corriente

El lazo interno de corriente ya lo hemos explicado en el apartado anterior, se encarga de controlar la corriente en la inductancia a partir de una corriente de referencia dada por el controlador de tensión.

A la hora de representarlo para obtener la función de transferencia en lazo abierto lo representaremos de la siguiente manera:

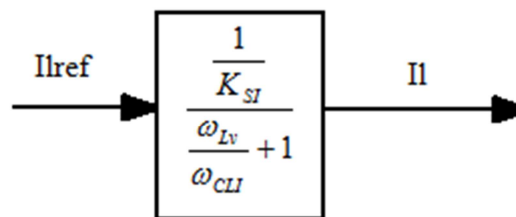


Fig. 24

#### Bloque sensor y filtro

Este bloque se encarga de medir la señal y adecuarla a unos valores a la que sea posible conectar los equipos de medida sin dañarlos. Además de medir la señal la pasamos por un filtro paso bajo para evitar así componentes indeseadas que perturben la medida de la señal a medir.

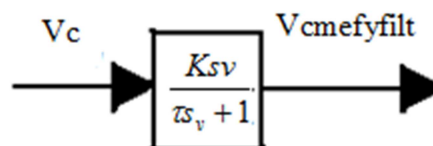


Fig. 25

En nuestro caso utilizaremos un divisor de tensión para medir la tensión en el condensador.



- $K_{sv}$  es la ganancia del sensor (un escalamiento entre Voltios y Voltios)
- $\tau_v = \frac{1}{\omega_{cfv}}$  donde  $\omega_{cfv}$  es la  $\omega$  de corte del filtro de tensión
- $s$  es la variable en el dominio de Laplace (en el dominio de frecuencia equivale a  $2\pi f\omega_{Lv}$  donde  $\omega_{Lv}$  es la  $\omega$  del lazo de tensión

En el apartado de diseño se especificaran todas las  $\omega$ .

### Bloque Controlador PI

El controlador PI es el encargado de la velocidad del lazo y de dar estabilidad al sistema. La presencia de un regulador de control elimina en todo momento el error entre las referencias a seguir y las medidas obtenidas con los sensores.

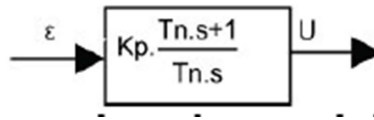


Fig. 26

Un regulador PI tiene dos parámetros que se calculan estableciendo dos condiciones importantes en el sistema: rapidez y estabilidad. Esto se explicara una vez obtenida la función de transferencia en lazo abierto.

La función de transferencia en lazo abierto resultante del conjunto de bloques que componen el lazo de tensión es:

$$FT_{LA} = \frac{K_P \cdot K_{sv}}{K_{sc} \cdot V_{PT} \cdot C \cdot T_n} \cdot \frac{1}{s^2} \cdot (T_n s + 1) \cdot \frac{1}{\tau_v s + 1} \cdot \frac{1}{\frac{\omega_{lv}}{\omega_{cli}} + 1}$$

Una vez obtenida la función de transferencia el objetivo será buscar los parámetros del PI ( $K_p$  y  $T_n$ ). La constante  $K_p$  es la que va a aportar la rapidez del lazo y la  $T_n$  es la que va a aportar estabilidad.

Como calcular el lazo:

- Criterio de estabilidad  

$$-180 + MF = \arctg(T_n s) - 180 - \arctg\left(\frac{s}{\omega_{cfv}}\right) - \arctg\left(\frac{s}{\omega_{cli}}\right)$$



De esta ecuación sacamos el parámetro Tn (donde el MF estará comprendido entre 40° y 60°)

- Criterio de rapidez

$$FT_{LA} = \frac{K_P \cdot K_{sv}}{K_{sc} \cdot V_{PT} \cdot C \cdot Tn} \cdot \frac{1}{s^2} \cdot \sqrt{(Tns)^2 + 1} \cdot \frac{1}{\sqrt{(\tau_{sv})^2 + 1}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\omega_{lv}}{\omega_{cli}}\right)^2 + 1}}$$

En esta ecuación  $FT_{LA}=1$  y despejamos Kp.

### 3. Diseño del convertidor

#### 3.1. Datos de partida para el cálculo de los componentes

Se trata de un convertidor DC-DC con una potencia de 30w, cuya tensión de entrada será de 15V y nos la tiene que elevar a 30V en la salida.

El rizado de corriente máximo será del 20% la intensidad nominal.

El rizado en el condensador es del 5% la tensión nominal.

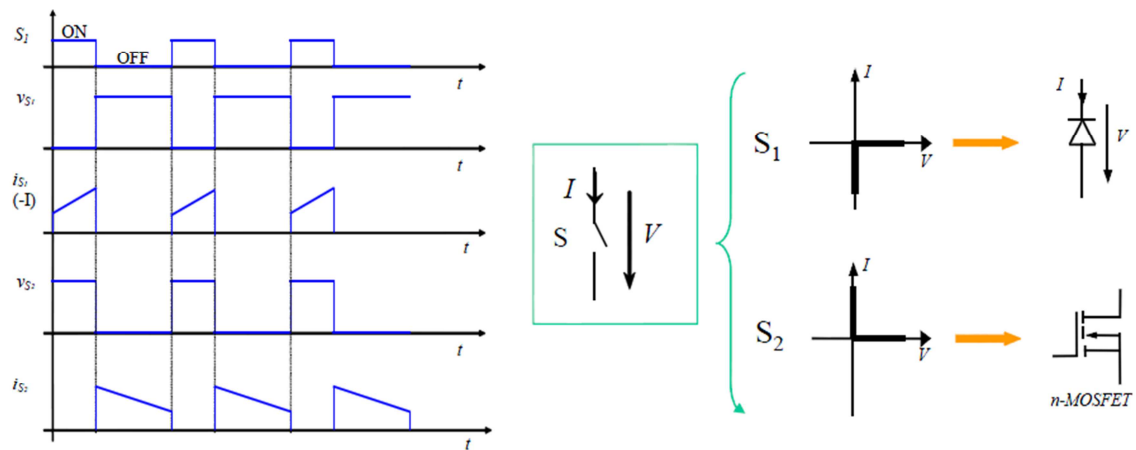
En el control, la tensión de pico triangular ( $V_{ptri}$ ) es de 10V, con un Margen de Fase de 55°. Y las frecuencias tienen los siguientes valores:

- Frecuencia de conmutación,  $f_{CON}=50\text{kHz}$
- Frecuencia de filtro de corriente,  $f_{fc}=5\text{kHz}$
- Frecuencia del lazo de corriente,  $f_{Lc}=2\text{kHz}$
- Frecuencia de filtro de tensión,  $f_{fv}=5\text{kHz}$
- Frecuencia del lazo de tensión,  $f_{Lv}=500\text{Hz}$

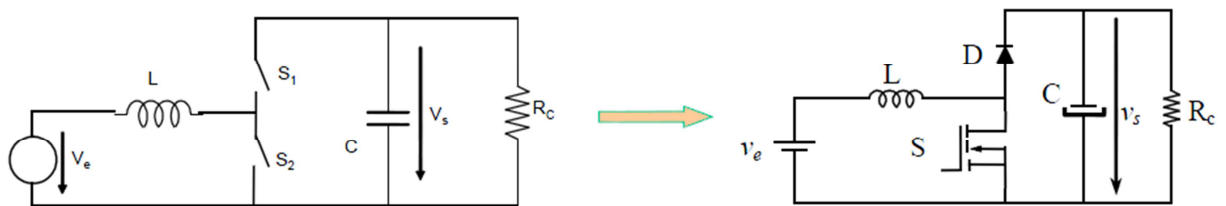
#### 3.2. Selección de los semiconductores para implementar los interruptores

La fuente de entrada no va a ser reversible, la salida tampoco, luego no es reversible ni en corriente ni en tensión.

Se realiza el estudio de la corriente y la tensión para poder escoger los semiconductores, cogiendo como referencia de I y V los sentidos que se marcan en el recuadro verde:



Los semiconductores elegidos son un diodo y un Mosfet.



A continuación se muestra la tensión y corriente que pasa por los interruptores:

Interruptor  $S_1$ , Diodo:

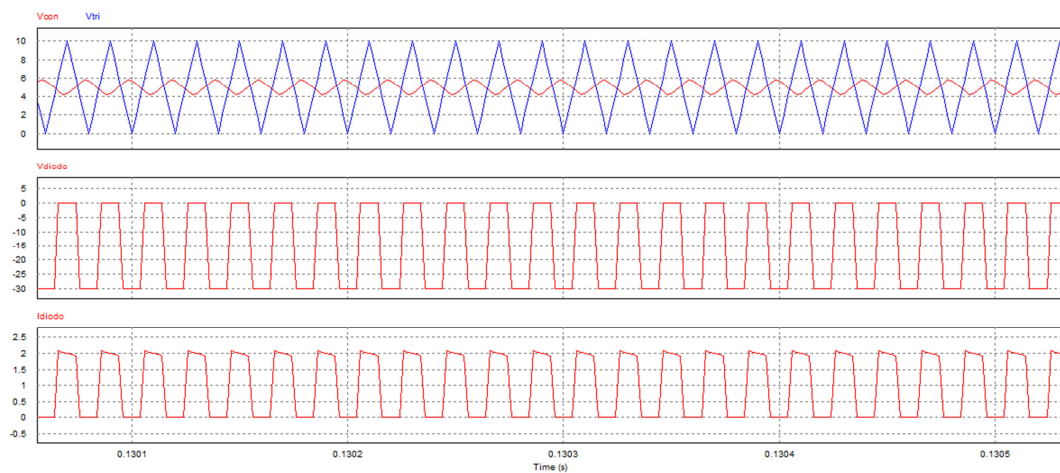


Fig. 27

Interrupor  $S_2$ , Mosfet:

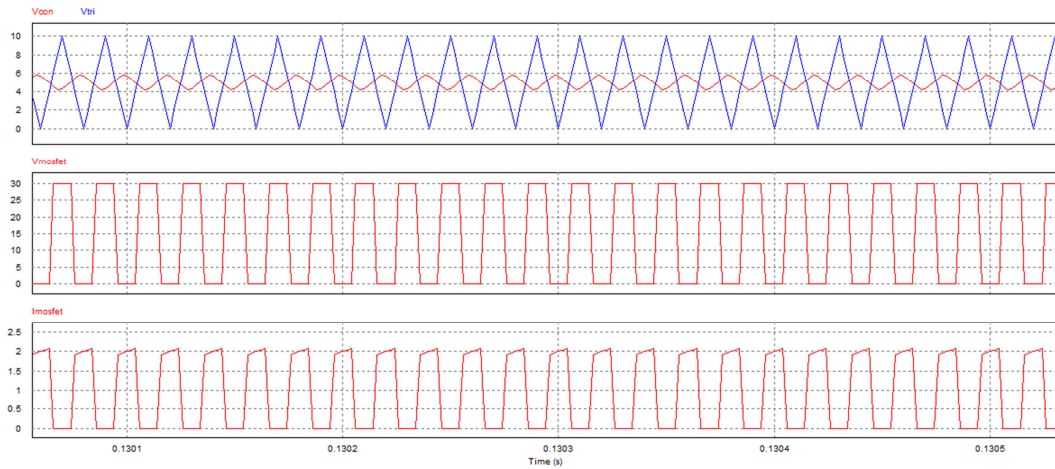
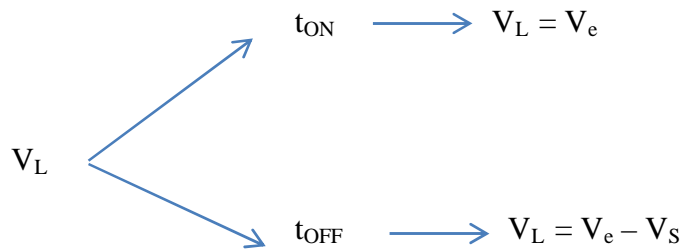


Fig. 28

### 3.3. Cálculo de la tensión de salida

Como el mosfet es el  $S_2$ , el control de  $t_{ON}$  y  $t_{OFF}$  se hace entonces con  $S_2$ .



Entonces ahora tenemos (sacada anteriormente):

$$\frac{V_e \cdot t_{on} + (V_e - V_s) \cdot t_{off}}{T} = 0$$



Despejando:

$$V_e \cdot t_{on} + (V_e - V_s) \cdot (T - t_{on}) = 0$$

$$\cancel{V_e \cdot t_{on}} + (V_e \cdot T - V_s \cdot T - \cancel{V_e \cdot t_{on}} + V_s \cdot t_{on}) = 0$$

$$T(V_e - V_s) + V_s \cdot t_{on} = 0$$

$$T(V_e - V_s) = -V_s (T \cdot D)$$

$$V_e = V_s - V_s \cdot D$$

$$V_s = \frac{V_e}{(1 - D)}$$

Despejando de aquí obtenemos  $D = 0,5$ .

En la Figura 29 podemos observar la tensión de salida y la corriente de salida de nuestro convertidor:

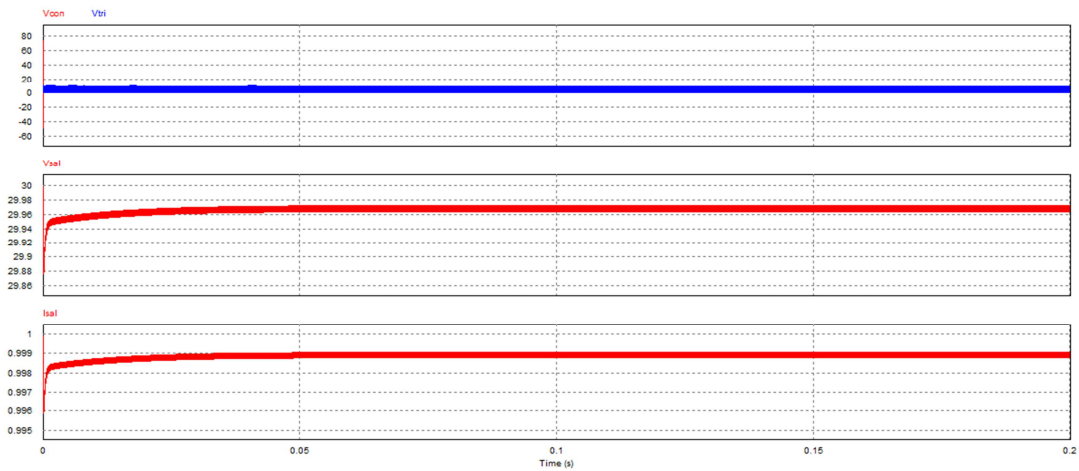


Fig. 29





### 3.4. Cálculo de la inductancia

Para  $t_{OFF}$   $\longrightarrow I_L = I_S + I_{ent}$

Para  $t_{ON}$   $\longrightarrow I_L = I_{ent}$

La tensión en una inductancia viene dada por la siguiente ecuación:

$$VL = L \frac{diL}{dt}$$

Esta fórmula la aplico para  $S_2$  en  $T_{ON}$  y queda:

$$VL = L \frac{\Delta iL}{t_{on}}$$

$$\Delta iL = \frac{V_e \cdot t_{on}}{L}$$

$$\Delta iL = \frac{V_e \cdot D}{L \cdot f_{con}}$$

El máximo ciclo de trabajo que puedo tener es  $D=1$ , que corresponderá con el máximo rizado de corriente para la bobina, y para eliminar el rizado de la corriente basta con que  $D=0$ .

Entonces el máximo rizado de corriente es:

$$\Delta iL_{max} = \frac{V_e}{L \cdot f_{con}}$$

Como el rizado máximo de la bobina es del 20% de la corriente nominal que pasa por la bobina, calculamos  $\Delta iL_{max}$ :

$$I_L = \frac{P}{V_{ent}} = \frac{30}{15} = 2A$$

Hallamos el rizado máximo:

$$\Delta iL_{max} = \frac{20 \cdot 2}{100} = 0,4A$$

Ahora calculamos la inductancia:

$$L = \frac{V_e \cdot D_{max}}{\Delta iL_{max} \cdot f_{con}} = \frac{15 \cdot 1}{0,4 \cdot 50000} = 0,75mH$$

A continuación se muestra la tensión y la intensidad por la inductancia:

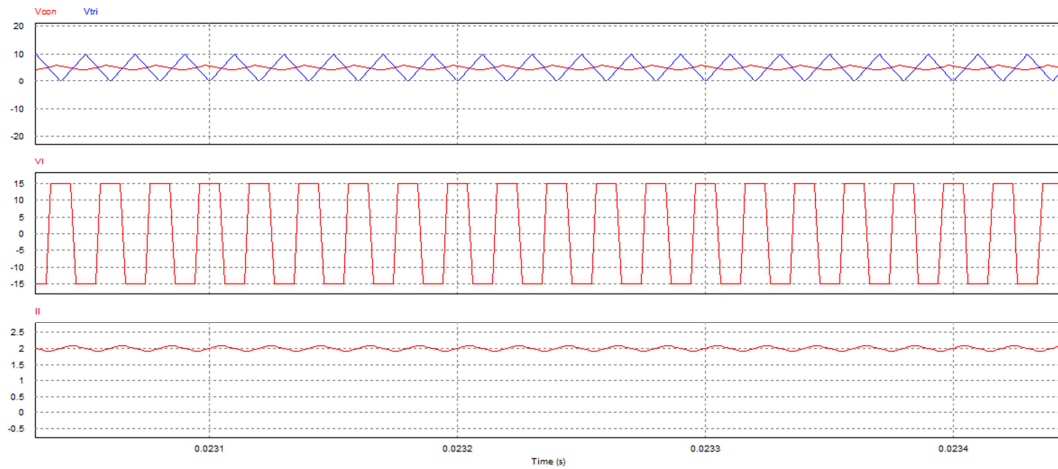


Fig. 30

### 3.5. Cálculo del condensador

Se han utilizado tres métodos para calcular el condensador, de estos tres cálculos se escogerá el condensador con mayor capacidad.

#### 3.5.1. Cálculo del condensador por el rizado

Para  $t_{OFF}$   $\longrightarrow I_C = I_L - I_S$

Para  $t_{ON}$   $\longrightarrow I_C = -I_S$

La corriente en un condensador se obtiene mediante la siguiente ecuación:

$$I_C = C \frac{dV_C}{dt}$$

Aplicamos para  $t_{ON}$  que es la manera más sencilla ya que  $I_C = -I_S$ .

Ahora tenemos:

$$-I_S = C \frac{\Delta V_C}{t_{on}}$$

Hallamos el rizado en el condensador:

$$\Delta V_C = \left| \frac{-I_S \cdot t_{on}}{C} \right|$$

$$\Delta V_C = \frac{I_S \cdot D}{f_{con} \cdot C}$$



El rizado máximo en el condensador se dará para  $D=1$ .

Como el condensador estará a 30V de tensión nominal, su rizado será:

$$\Delta V_{cmax} = \frac{5 \cdot 30}{100} = 1,5V$$

Entonces calculamos el condensador:

$$C = \frac{I_s \cdot D_{max}}{f_{con} \cdot \Delta V_c} = \frac{1 \cdot 1}{50000 \cdot 1,5} = 13,333\mu F$$

### 3.5.2. Cálculo del condensador por la frecuencia del filtro

La tensión de salida es igual al valor medio de la tensión del diodo.

$$f_{corte} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}}$$

Con una atenuación:

$$\frac{\Delta V_c}{V_e} = \frac{1}{100}$$

Tenemos:

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{10}f$$

Despejamos y calculamos C:

$$C = \frac{1}{0,01} \cdot \frac{1}{f^2 \cdot 4 \cdot \pi^2 \cdot L}$$

$$C = \frac{1}{0,01} \cdot \frac{1}{50000^2 \cdot 4 \cdot \pi^2 \cdot (0,75 \cdot 10^{-3})} = 1,351\mu F$$

### 3.5.3. Cálculo del condensador por la máxima variación de tensión con un escalón de carga <0,3V

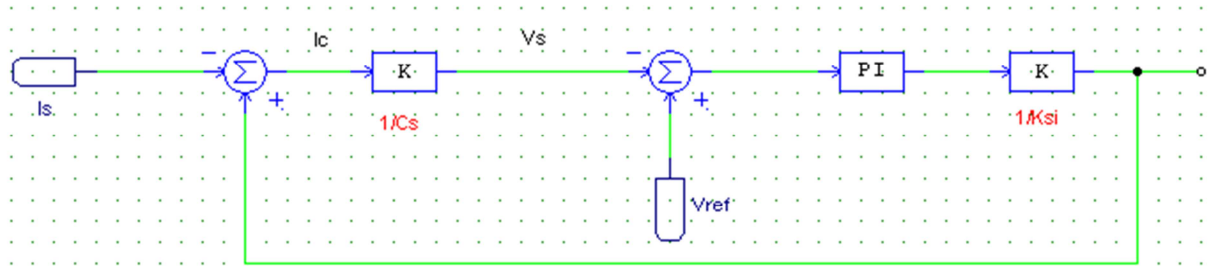


Fig. 31

- Ignoramos el filtro para este cálculo del condensador

$$V_s = -\frac{1}{C_s} \cdot I_s - V_s \cdot PI \cdot \frac{1}{K_{si}} \cdot \frac{1}{C_s}$$

$$V_s + V_s \cdot PI \cdot \frac{1}{K_{si}} \cdot \frac{1}{C_s} = -\frac{1}{C_s} \cdot I_s$$

$$V_s \left(1 + PI \cdot \frac{1}{K_{si}} \cdot \frac{1}{C_s}\right) = -\frac{1}{C_s} \cdot I_s$$

$$V_s = \frac{-I_s}{C_s \cdot \left(1 + \frac{PI}{K_{si} \cdot C_s}\right)} = \frac{-I_s \cdot K_{si} \cdot C_s}{C_s \cdot (K_{si} \cdot C_s + PI)}$$

$$V_s = \frac{-I_s \cdot K_{si}}{K_{si} \cdot C_s + PI}$$

$$\frac{V_s}{I_s} = \frac{-K_{si}}{K_{si} \cdot C_s + PI}$$

**Ecuación 1**

- Calculamos Ki y Kp del PI del diagrama de bloques

$$FT_{LA} = \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) \cdot \frac{1}{C_s} \cdot \frac{1}{K_{si}}$$

$$MF = \arctg\left(\frac{W_L \cdot K_p}{K_i}\right)$$



Como  $MF=55^\circ$ ,  $f_{Lv}=500\text{Hz}$  y  $w_L=2 \cdot \Pi \cdot f_{Lv}$  queda:

$$55^\circ = \arctg\left(\frac{(2 \cdot \Pi \cdot 500 \cdot Kp)}{Ki}\right)$$

$$1,428 = \frac{W_L \cdot Kp}{Ki}$$

$$Ki = \frac{W_L \cdot Kp}{1,428}$$

$$1 = \frac{\sqrt{(W_L \cdot Kp)^2 + Ki^2}}{Ksi \cdot C \cdot W_L^2}$$

Introduzco en la ecuación el valor de Ki hallado anteriormente

$$1 = \frac{\sqrt{(W_L \cdot Kp)^2 + \left(\frac{W_L \cdot Kp}{1,428}\right)^2}}{Ksi \cdot C \cdot W_L^2}$$

Despejando nos queda:

$$Kp = \frac{Ksi}{1,22} \cdot C \cdot W_L$$

Ahora volvemos a la ecuación 1 hallada anteriormente:

$$\frac{Vs}{Is} = \frac{-Ksi}{Ksi \cdot Cs + PI}$$

Donde  $PI=Kp+Ki/s$ ; y sustituimos:

$$\frac{Vs}{Is} = \frac{-Ksi}{Ksi \cdot Cs + \left(Kp + \frac{Ki}{s}\right)} = \frac{-Ksi \cdot s}{Ksi \cdot Cs^2 + Kps + Ki}$$



Sustituimos  $K_i$  y  $K_p$  por los valores obtenidos anteriormente:

$$\frac{V_s}{I_s} = \frac{-K_i s}{K_i \cdot C s^2 + \frac{K_i s}{1,22} \cdot C \cdot W_L \cdot s + \frac{K_i s}{1,743} \cdot C \cdot W_L^2}$$

$$\frac{V_s}{I_s} = \frac{-s}{C \cdot \frac{W_L^2}{1,743} \cdot \left( \frac{1,743 \cdot s^2}{W_L^2} + \frac{1,429 \cdot s}{W_L} + 1 \right)}$$

Despejamos  $V_s$  y lo dejamos en función de “s”:

$$V_s(s) = \frac{-s \cdot I_s(s)}{C \left( s^2 + 0,8199 \cdot W_L \cdot s + \frac{W_L^2}{1,743} \right)}$$

Esta ecuación la comparamos con la siguiente ecuación:

$$V_s(s) = \frac{-s \cdot I_s(s)}{C(s^2 + 2 \cdot \xi \cdot W_n \cdot s + W_n^2)}$$

Y tenemos lo siguiente:

$$0,8199 \cdot W_L = 2 \cdot \xi \cdot W_n \longrightarrow \xi = 0,54$$

$$W_L^2 / 1,743 = W_n^2 \longrightarrow W_n = W_L / 1,32; \text{ como } W_L = 2 \cdot \Pi \cdot 500 \longrightarrow W_n = 2379,85$$

Cogemos la siguiente ecuación:

$$V_s = \frac{-\Delta I}{C \cdot W_n \cdot \sqrt{1 - \xi^2}} \cdot e^{-W_n \cdot t} \cdot \text{sen} \left( W_n \cdot t \cdot \sqrt{1 - \xi^2} \right)$$

**Ecuación 2**



La derivamos en función del tiempo (t) e igualamos a cero:

$$\frac{dV_s}{dt} = \frac{-\Delta I}{C \cdot W_n \cdot \sqrt{1 - \xi^2}} \left[ e^{-W_n \cdot t} \cdot (-W_n) \cdot \sen(W_n \cdot t \cdot \sqrt{1 - \xi^2}) + e^{-W_n \cdot t} \cdot \cos(W_n \cdot t \cdot \sqrt{1 - \xi^2}) \cdot (W_n \cdot \sqrt{1 - \xi^2}) \right]$$

$$\frac{-\Delta I}{C \cdot W_n \cdot \sqrt{1 - \xi^2}} \left[ e^{-W_n \cdot t} \cdot (-W_n) \cdot \sen(W_n \cdot t \cdot \sqrt{1 - \xi^2}) + e^{-W_n \cdot t} \cdot \cos(W_n \cdot t \cdot \sqrt{1 - \xi^2}) \cdot (W_n \cdot \sqrt{1 - \xi^2}) \right] = 0$$

Operando nos queda:

$$\tan(W_n \cdot t \cdot \sqrt{1 - \xi^2}) = \sqrt{1 - \xi^2}$$

Despejamos el tiempo (t):

$$t = \frac{\arctan(\sqrt{1 - \xi^2})}{W_n \cdot \sqrt{1 - \xi^2}}$$

Una vez hemos hallado t, lo sustituimos en la ecuación 2 y operamos:

$$V_s = \frac{-\Delta I}{C \cdot W_n \cdot \sqrt{1 - \xi^2}} \cdot e^{\left( -W_n \cdot \left( \frac{\arctan(\sqrt{1 - \xi^2})}{W_n \cdot \sqrt{1 - \xi^2}} \right) \right)}$$

$$\cdot \sen \left( W_n \cdot \left( \frac{\arctan(\sqrt{1 - \xi^2})}{W_n \cdot \sqrt{1 - \xi^2}} \right) \cdot \sqrt{1 - \xi^2} \right)$$

Obtenemos:

$$\Delta V_s = -\Delta I \cdot \frac{0,333}{C \cdot W_n}$$

**Ecuación 3**

Teniendo los siguientes datos:

$\Delta V_s = 0,3V$ ; es el incremento de la tensión de salida

$\Delta I = 2A$ ; que será la máxima corriente de salida

$W_n = 2379,85$ ; hallado anteriormente



Despejamos C de la ecuación 3 y con los datos dados anteriormente hallamos el valor del condensador:

$$C = \Delta I \cdot \frac{0,333}{\Delta V_s \cdot W_n} = 2 \cdot \frac{0,333}{0,3 \cdot 2379,85}$$

$$C = 933,376 \mu\text{F}$$

El condensador que elegiremos para nuestro convertidor será uno de  $1000 \mu\text{F}$ . Este será el condensador utilizado en nuestro convertidor ya que es el de mayor capacidad.

En la siguiente Figura se pueden ver la tensión y corriente en el condensador:

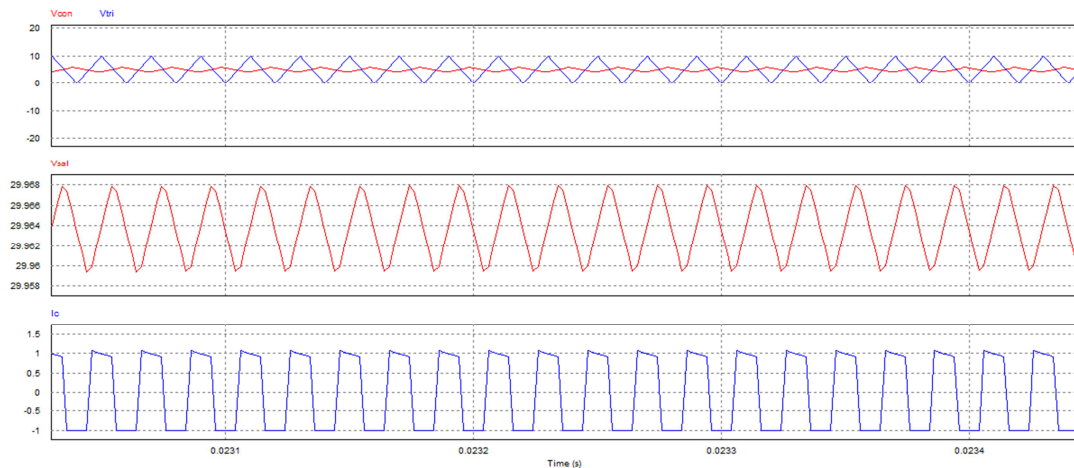


Fig. 32

### 3.6. Cálculo de las resistencias

#### 3.6.1. Resistencia máxima

$$R_{max} = \frac{L \cdot 2 \cdot f_{con}}{(1 - D)^2 \cdot D} = \frac{2 \cdot 50000 \cdot 0,75 \cdot 10^{-3}}{(1 - 0,5)^2 \cdot 0,5} = 600 \Omega$$



### 3.6.2. Resistencia mínima

$$R_{min} = \frac{V^2}{P} = \frac{30^2}{30} = 30\Omega$$

## 3.7. Diseño del control del convertidor

El control del convertidor se realizará de varias formas:

- Control sin rechazo de perturbaciones
  - o Control mediante diagrama de bloques
- Control con rechazo de perturbaciones
  - o Control mediante diagrama de bloques
  - o Control analógico

### 3.7.1. Control sin rechazo de perturbaciones

Un diagrama de bloques es una representación gráfica y abreviada de la relación de causa y efecto entre la entrada y la salida de un sistema físico. Proporciona un método útil y conveniente para caracterizar las relaciones funcionales entre los diversos componentes de un sistema de control. Los componentes del sistema se llaman de manera alterna elementos del sistema. La forma más simple de un diagrama de bloques es un solo bloque, con una entrada y una salida, como se ve a continuación:

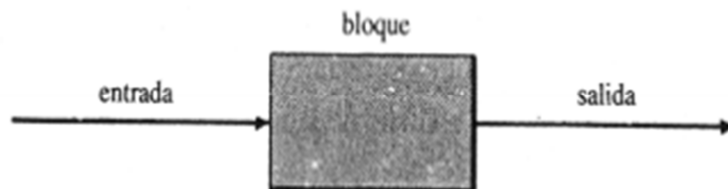


Fig. 33

En el interior del rectángulo que representa el bloque, usualmente contiene la descripción o el nombre del elemento, o el símbolo de la operación

matemática que se va a efectuar sobre la entrada para producir la salida. Las flechas representan la dirección de la información o flujo de la señal.

### Lazo de corriente

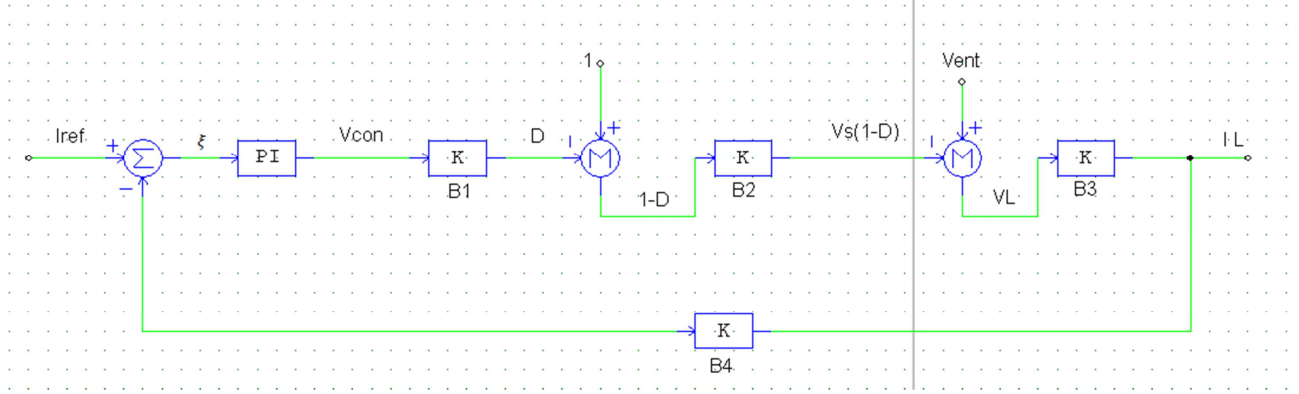


Fig. 34

En los bloques se encuentran las siguientes operaciones matemáticas:

$$B1 \rightarrow \frac{1}{V_{tri}}$$

$$B2 \rightarrow V_s$$

$$B3 \rightarrow \frac{1}{L_s}$$

$$B4 \rightarrow \frac{K_{si}}{\tau s + 1}$$

Obtenemos la función de transferencia en lazo abierto de este diagrama de bloques:

$$FT_{LA} = K_p \cdot \frac{T_{ns} + 1}{T_{ns}} \cdot \frac{1}{V_{ptri}} \cdot V_s \cdot \frac{1}{L_s} \cdot \frac{K_{si}}{\tau s + 1}$$

$$FT_{LA} = \frac{K_p \cdot V_s \cdot K_{si}}{T_n \cdot V_{ptri} \cdot L} \cdot \frac{1}{s^2} \cdot (T_{ns} + 1) \cdot \frac{1}{\tau s + 1}$$

Hallamos  $T_n$ :

$$MF = \arctg(T_{ns}) - \arctg(s^2) - \arctg\left(\frac{W_{LC}}{W_{fc}}\right)$$



Sustituimos por los valores dados en el punto de datos:

$$55^\circ = \arctg(Tn \cdot 2 \cdot \pi \cdot 2000) - 180^\circ - \arctg\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot 2000}{2 \cdot \pi \cdot 5000}\right)$$

$$Tn = 3,393 \cdot 10^{-4} \text{ seg}$$

Ahora calculamos Kp:

$$1 = \frac{Kp \cdot Vs \cdot Ksi}{Tn \cdot Vptri \cdot L} \cdot \frac{1}{s^2} \cdot \sqrt{(Tns)^2 + 1^2} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{W_{LC}}{W_{fc}}\right)^2 + 1^2}}$$

Sustituimos los valores, (Ksi=5; el cálculo de Ksi se verá más adelante):

$$1 = \frac{Kp \cdot 30 \cdot 5}{3,393 \cdot 10^{-4} \cdot 10 \cdot 0,75 \cdot 10^{-3}} \cdot \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 2000)^2} \cdot \sqrt{(3,393 \cdot 10^{-4} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 2000)^2 + 1^2} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot 2000}{2 \cdot \pi \cdot 5000}\right)^2 + 1^2}}$$

$$Kp = 0,6588$$

### Lazo de tensión

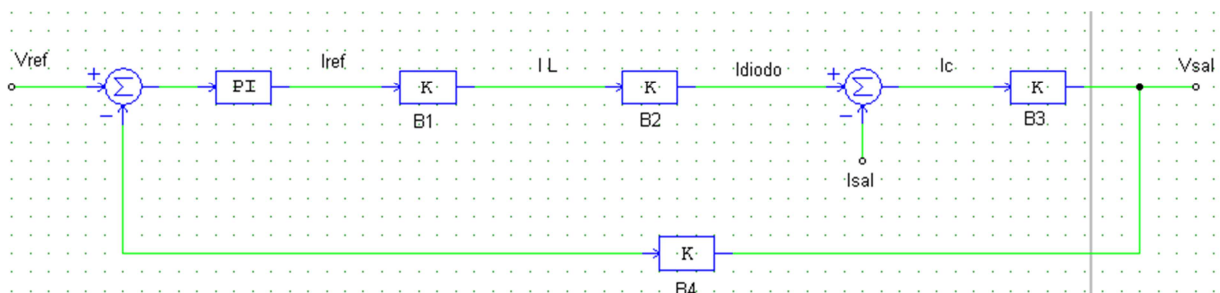


Fig. 35



En los bloques se encuentran las siguientes operaciones matemáticas:

$$B1 \rightarrow \frac{1/K_{si}}{\frac{W_{LT}}{W_{LC}} + 1}$$

$$B2 \rightarrow \frac{V_{ent}}{V_{sal}}$$

$$B3 \rightarrow \frac{1}{C_s}$$

$$B4 \rightarrow \frac{K_{sv}}{\tau s + 1}$$

Obtenemos la función de transferencia en lazo abierto de este diagrama de bloques:

$$FT_{LA} = K_p \cdot \frac{T_{ns} + 1}{T_{ns}} \cdot \frac{1}{K_{si}} \cdot \frac{1}{\frac{W_{LT}}{W_{LC}} + 1} \cdot \frac{V_{ent}}{V_{sal}} \cdot \frac{1}{C_s} \cdot \frac{K_{sv}}{\tau s + 1}$$

$$FT_{LA} = \frac{K_p \cdot V_{ent} \cdot K_{sv}}{T_n \cdot K_{si} \cdot C \cdot V_{sal}} \cdot \frac{1}{s^2} \cdot (T_{ns} + 1) \cdot \frac{1}{\tau s + 1} \cdot \frac{1}{\frac{W_{LT}}{W_{LC}} + 1}$$

Hallamos  $T_n$ :

$$MF = \arctg(T_{ns}) - \arctg(s^2) - \arctg\left(\frac{W_{LT}}{W_{fT}}\right) - \arctg\left(\frac{W_{LT}}{W_{LC}}\right)$$

Sustituimos por los valores dados en el punto de datos:

$$55^\circ = \arctg(T_n \cdot 2 \cdot \pi \cdot 500) - 180^\circ - \arctg\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot 500}{2 \cdot \pi \cdot 5000}\right) - \arctg\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot 500}{2 \cdot \pi \cdot 2000}\right)$$

$$T_n = 1,1673 \cdot 10^{-3} \text{ seg}$$

Ahora calculamos  $K_p$ :

$$1 = \frac{K_p \cdot V_{ent} \cdot K_{sv}}{T_n \cdot K_{si} \cdot C \cdot V_{sal}} \cdot \frac{1}{s^2} \cdot \sqrt{(T_{ns})^2 + 1^2} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{W_{LT}}{W_{fT}}\right)^2 + 1^2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{W_{LT}}{W_{LC}}\right)^2 + 1^2}}$$

Sustituimos los valores, ( $K_{sv}=0,333$ ; el cálculo de  $K_{sv}$  se verá más adelante):

$$1 = \frac{K_p \cdot 15 \cdot 0,333}{1,1673 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 1000 \cdot 10^{-6} \cdot 30} \cdot \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 500)^2} \cdot \sqrt{(1,1673 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 500)^2 + 1^2} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot 500}{2 \cdot \pi \cdot 5000}\right)^2 + 1^2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot 500}{2 \cdot \pi \cdot 2000}\right)^2 + 1^2}}$$

$$K_p = 94,2075$$

### 3.7.2. Control con rechazo de perturbaciones

#### Lazo de corriente

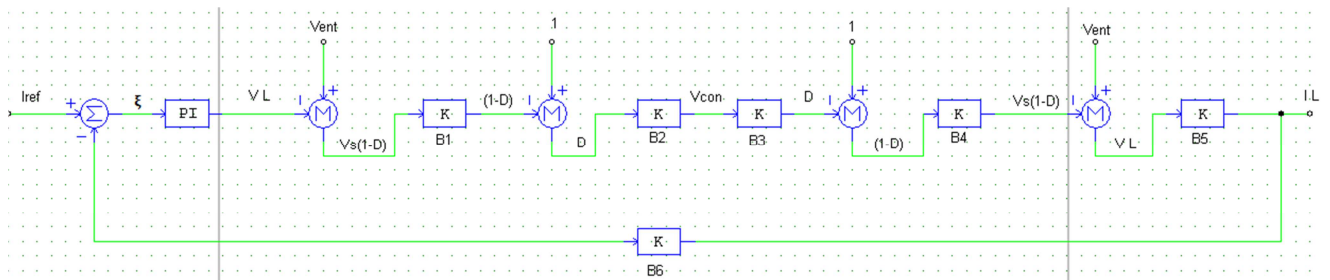


Fig. 36

En los bloques se encuentran las siguientes operaciones matemáticas:

$$B1 \rightarrow \frac{1}{V_{sal}}$$

$$B2 \rightarrow V_{ptri}$$



$$B3 \rightarrow \frac{1}{V_{ptri}}$$

$$B4 \rightarrow V_{sal}$$

$$B5 \rightarrow \frac{1}{Ls}$$

$$B6 \rightarrow \frac{K_{si}}{\tau_s + 1}$$

Obtenemos la función de transferencia en lazo abierto de este diagrama de bloques:

$$FT_{LA} = K_p \cdot \frac{T_{ns} + 1}{T_{ns}} \cdot \frac{1}{V_{sal}} \cdot V_{ptri} \cdot \frac{1}{V_{ptri}} \cdot V_{sal} \cdot \frac{1}{Ls} \cdot \frac{K_{si}}{\tau_s + 1}$$

$$FT_{LA} = \frac{K_p \cdot K_{si}}{T_n \cdot L} \cdot \frac{1}{s^2} \cdot (T_{ns} + 1) \cdot \frac{1}{\tau_s + 1}$$

Hallamos  $T_n$ :

$$MF = \arctg(T_{ns}) - \arctg(s^2) - \arctg\left(\frac{W_{LC}}{W_{fc}}\right)$$

Sustituimos por los valores dados en el punto de datos:

$$55^\circ = \arctg(T_n \cdot 2 \cdot \pi \cdot 2000) - 180^\circ - \arctg\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot 2000}{2 \cdot \pi \cdot 5000}\right)$$

$$T_n = 3,393 \cdot 10^{-4} \text{ seg}$$

Ahora calculamos  $K_p$ :

$$1 = \frac{K_p \cdot K_{si}}{T_n \cdot L} \cdot \frac{1}{s^2} \cdot \sqrt{(T_{ns})^2 + 1^2} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{W_{LC}}{W_{fc}}\right)^2 + 1^2}}$$

Sustituimos los valores, ( $K_{si}=5$ ):



$$1 = \frac{Kp \cdot 5}{3,393 \cdot 10^{-4} \cdot 0,75 \cdot 10^{-3}} \cdot \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 2000)^2} \cdot \sqrt{(3,393 \cdot 10^{-4} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 2000)^2 + 1^2} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot 2000}{2 \cdot \pi \cdot 5000}\right)^2 + 1^2}}$$

$$Kp = 1,9765$$

### Lazo de tensión

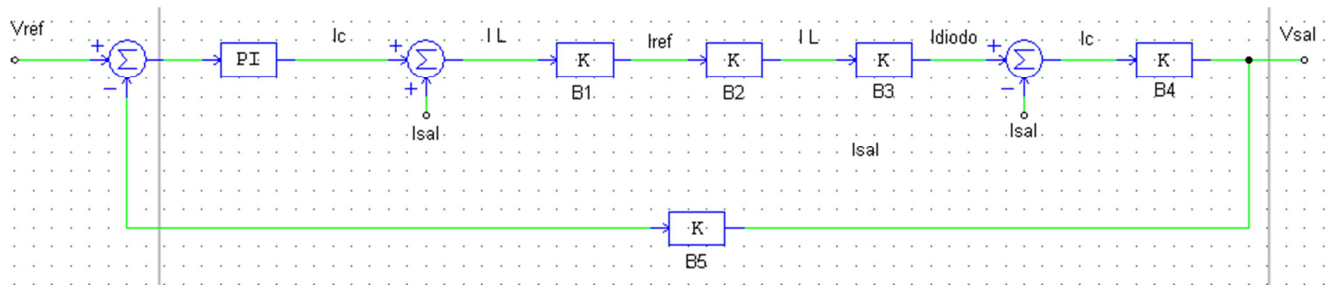


Fig. 37

En los bloques se encuentran las siguientes operaciones matemáticas:

B1 →	$\frac{V_{sal}}{V_{ent}}$
B2 →	$\frac{1/K_{si}}{\frac{s}{WLC} + 1}$
B3 →	$\frac{V_{ent}}{V_{sal}}$
B4 →	$\frac{1}{C_s}$
B5 →	$\frac{K_{sv}}{\tau_s + 1}$



Obtenemos la función de transferencia en lazo abierto de este diagrama de bloques:

$$FT_{LA} = K_p \cdot \frac{T_{ns} + 1}{T_{ns}} \cdot \frac{V_{sal}}{V_{ent}} \cdot \frac{1}{K_{si}} \cdot \frac{1}{\frac{s}{W_{LC}} + 1} \cdot \frac{V_{ent}}{V_{sal}} \cdot \frac{1}{C_s} \cdot \frac{K_{sv}}{\tau s + 1}$$

$$FT_{LA} = \frac{K_p \cdot K_{sv}}{T_n \cdot K_{si} \cdot C} \cdot \frac{1}{s^2} \cdot (T_{ns} + 1) \cdot \frac{1}{\tau s + 1} \cdot \frac{1}{\frac{s}{W_{LC}} + 1}$$

Hallamos  $T_n$ :

$$MF = \arctg(T_{ns}) - \arctg(s^2) - \arctg\left(\frac{W_{LT}}{W_{fT}}\right) - \arctg\left(\frac{W_{LT}}{W_{LC}}\right)$$

Sustituimos por los valores dados en el punto de datos:

$$55^\circ = \arctg(T_n \cdot 2 \cdot \pi \cdot 500) - 180^\circ - \arctg\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot 500}{2 \cdot \pi \cdot 5000}\right) - \arctg\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot 500}{2 \cdot \pi \cdot 2000}\right)$$

$$T_n = 1,1673 \cdot 10^{-3} \text{ seg}$$

Ahora calculamos  $K_p$ :

$$1 = \frac{K_p \cdot K_{sv}}{T_n \cdot K_{si} \cdot C} \cdot \frac{1}{s^2} \cdot \sqrt{(T_{ns})^2 + 1^2} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{W_{LT}}{W_{fT}}\right)^2 + 1^2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{W_{LT}}{W_{LC}}\right)^2 + 1^2}}$$

Sustituimos los valores, ( $K_{sv}=0,333$ ):





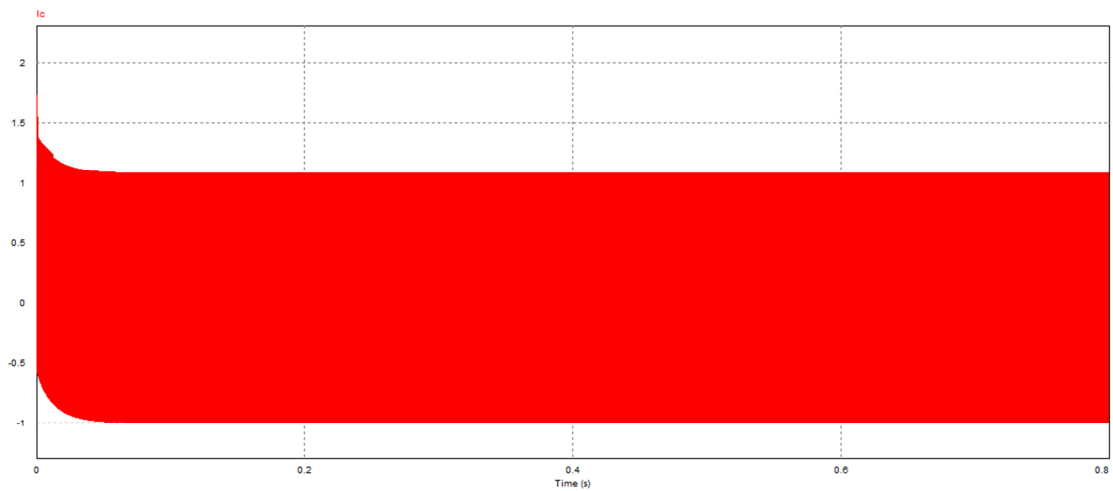
$$1 = \frac{Kp \cdot 0,333}{1,1673 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 1000 \cdot 10^{-6}} \cdot \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 500)^2} \cdot \sqrt{(1,1673 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 500)^2 + 1^2} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot 500}{2 \cdot \pi \cdot 5000}\right)^2 + 1^2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot 500}{2 \cdot \pi \cdot 2000}\right)^2 + 1^2}}$$

$$Kp = 47,113$$

### 3.7.3. Comparación entre lazo sin rechazo de perturbaciones y lazo contra perturbaciones

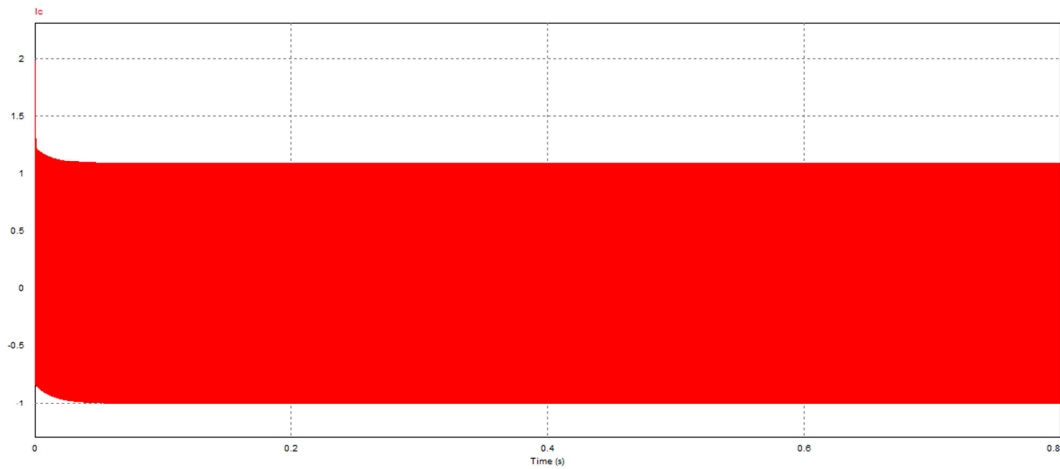
#### 3.7.3.1. Corriente que pasa por el condensador

Control sin rechazo de Perturbaciones



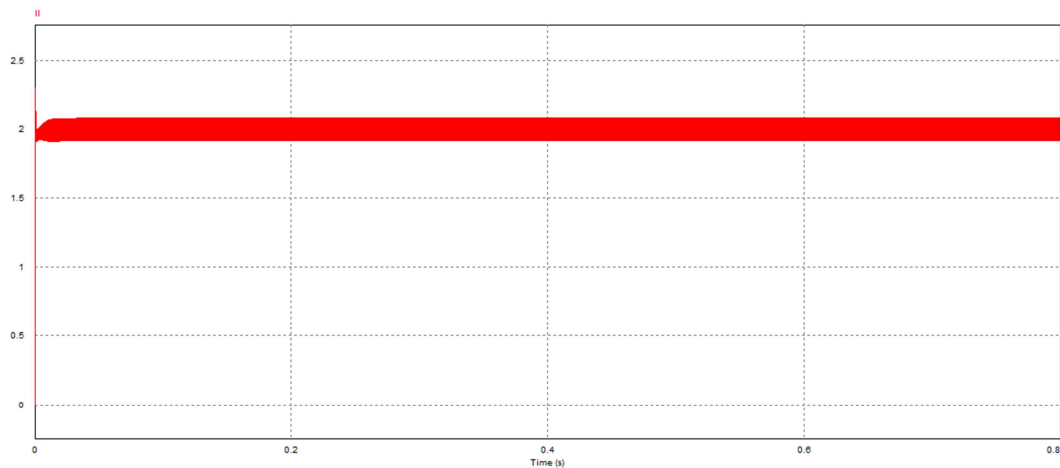


## Control con rechazo de Perturbaciones

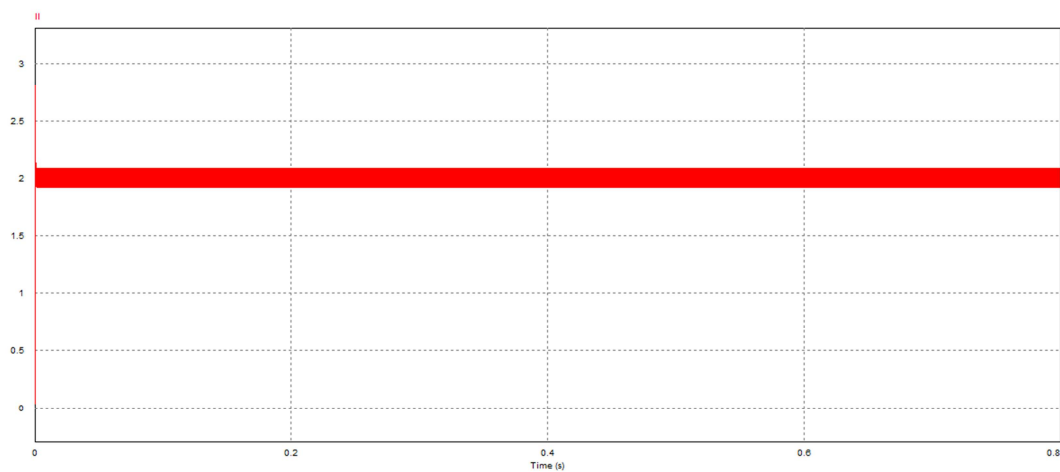


## 3.7.3.2. Corriente que pasa por la inductancia

## Control sin rechazo de Perturbaciones



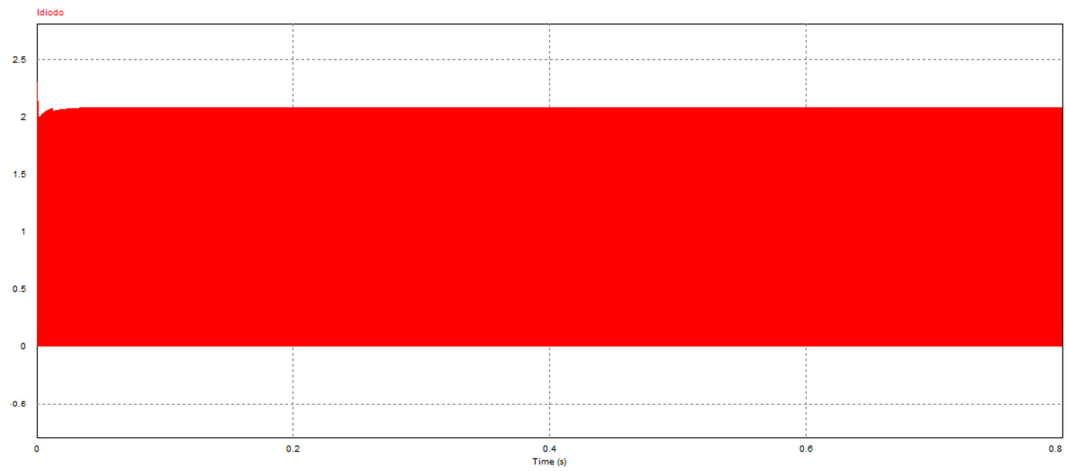
## Control con rechazo de Perturbaciones



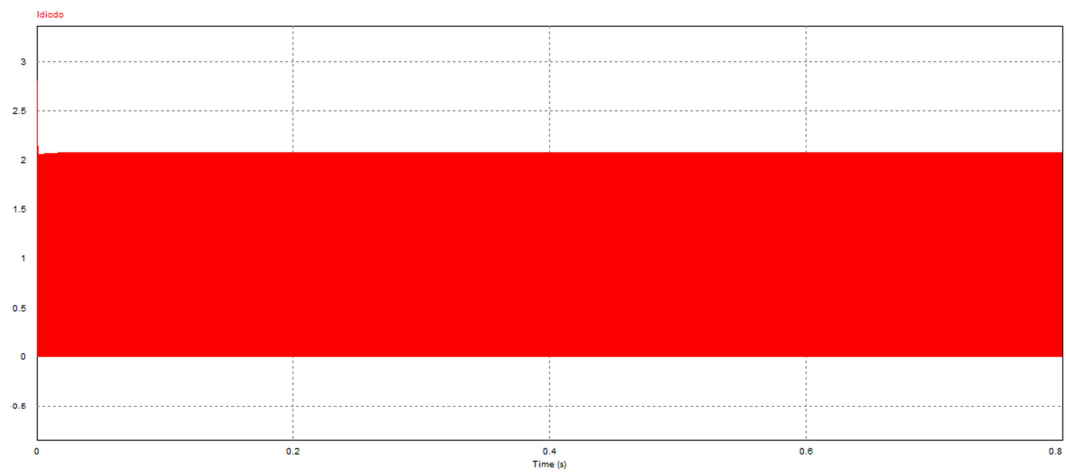


### 3.7.3.3. Corriente que pasa por el diodo

Control sin rechazo de Perturbaciones



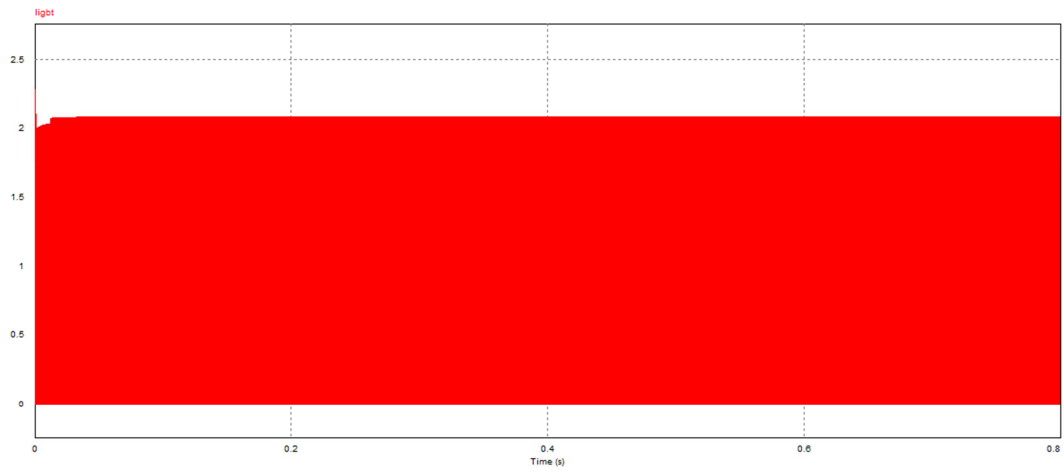
Control con rechazo de Perturbaciones



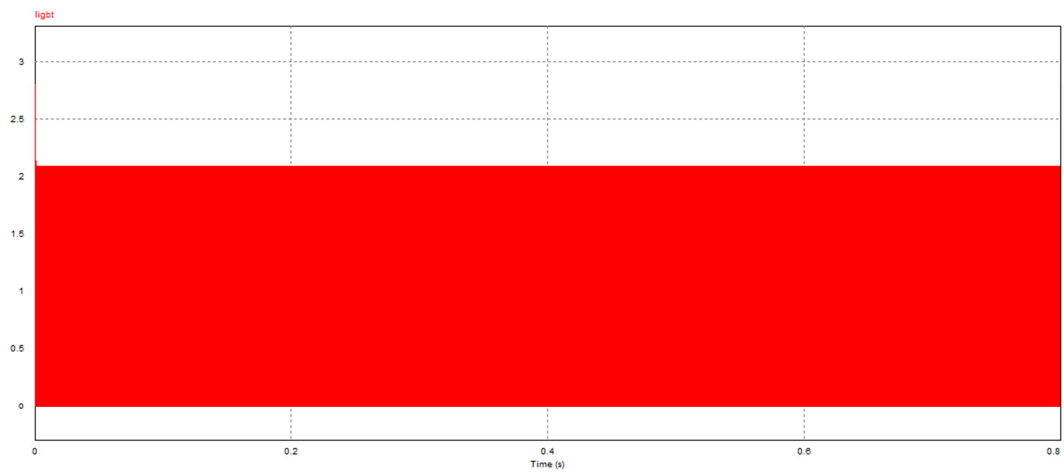


### 3.7.3.4. Corriente que pasa por el mosfet

Control sin rechazo de Perturbaciones



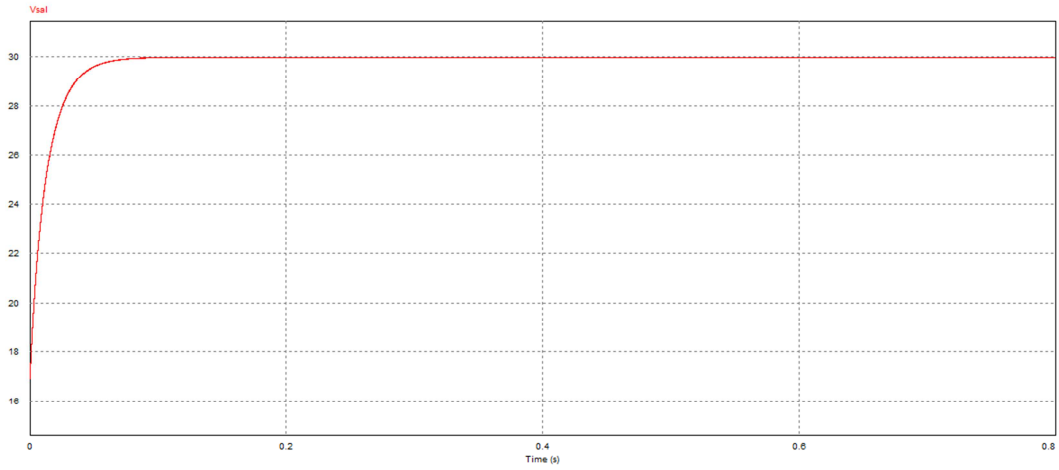
Control con rechazo de Perturbaciones



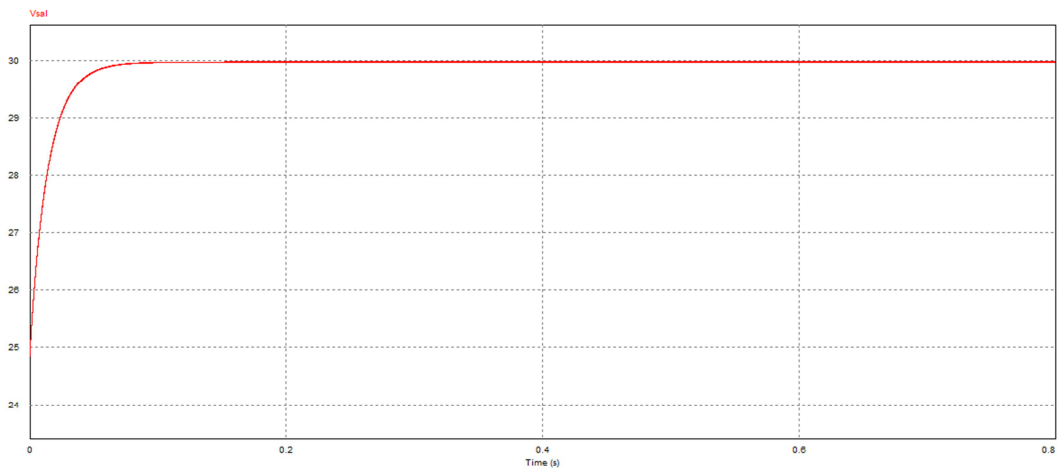


### 3.7.3.5. Tensión en el condensador

Control sin rechazo de Perturbaciones



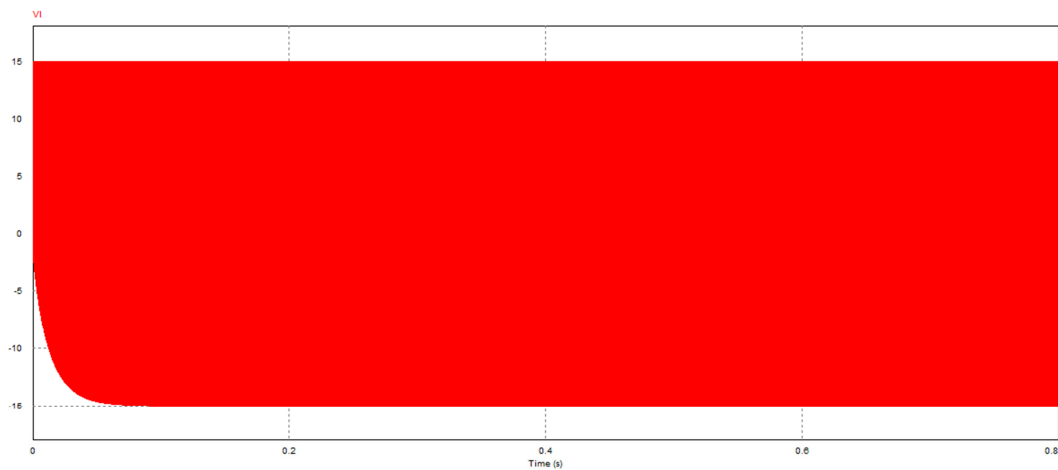
Control con rechazo de Perturbaciones



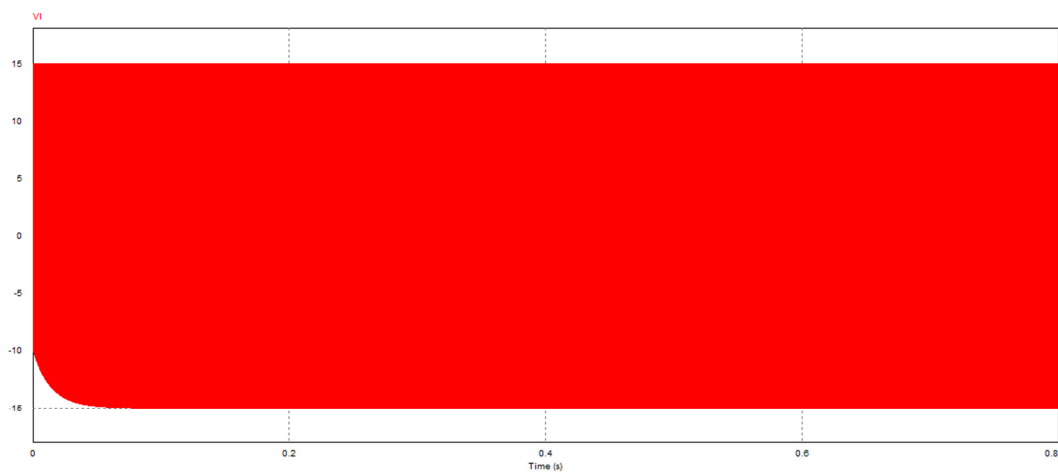


### 3.7.3.6. Tensión en la inductancia

Control sin rechazo de Perturbaciones



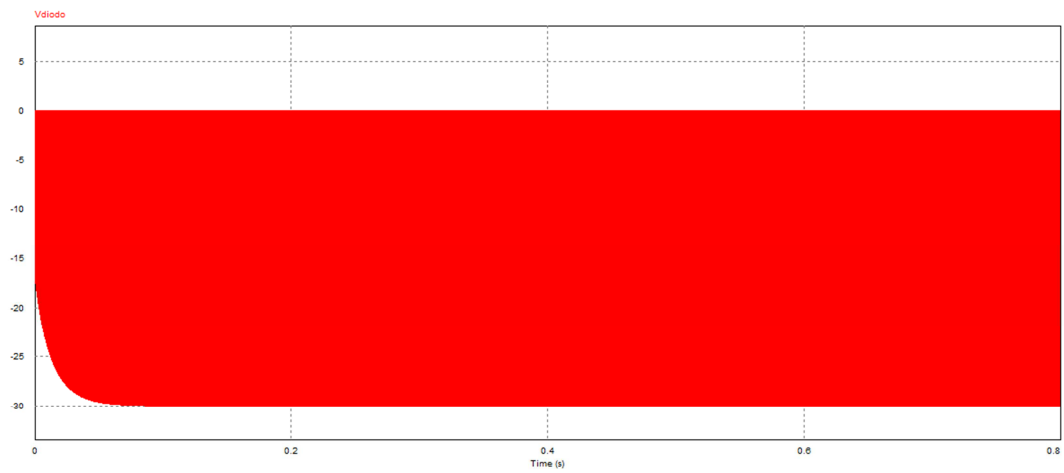
Control con rechazo de Perturbaciones



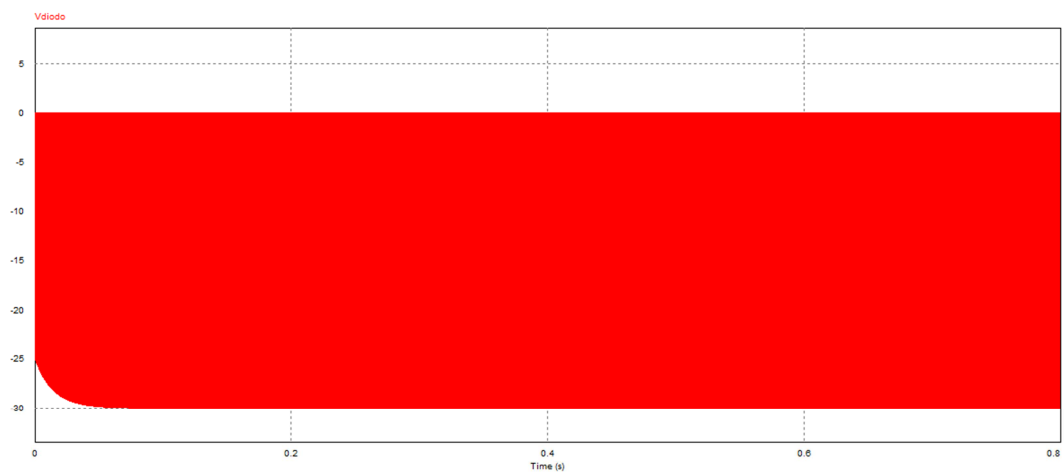


### 3.7.3.7. Tensión en el diodo

Control sin rechazo de Perturbaciones

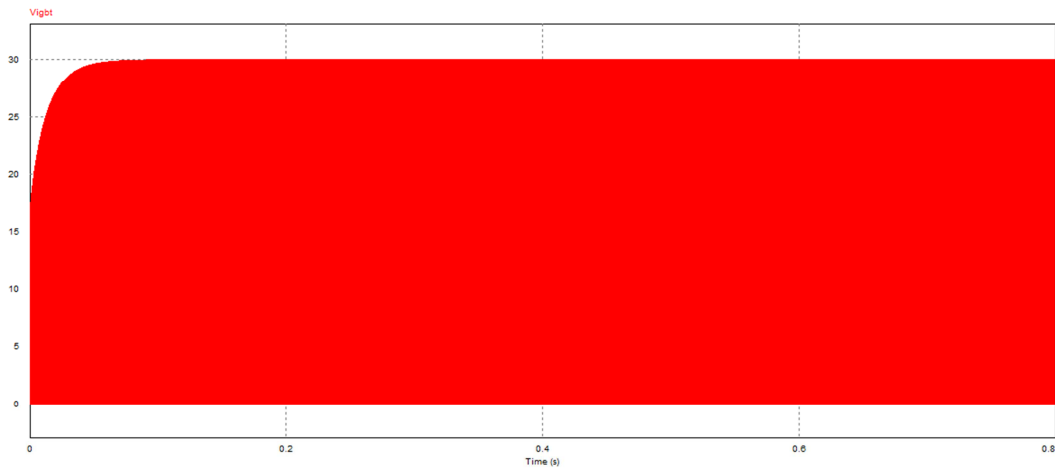


Control con rechazo de Perturbaciones

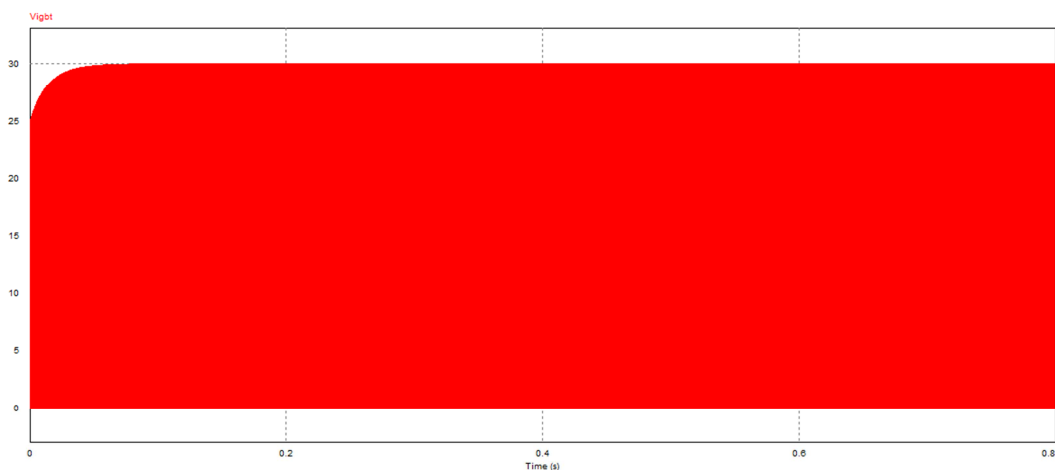


### 3.7.3.8. Tensión en el mosfet

Control sin rechazo de Perturbaciones



Control con rechazo de Perturbaciones



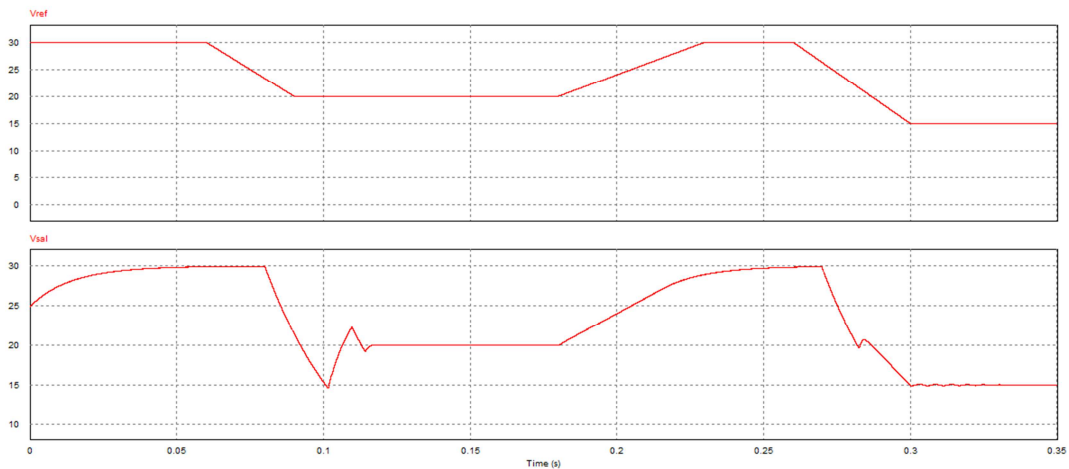
### 3.7.3.9. Tensión de salida variando la tensión de referencia

A continuación vamos a ver si el control nos sigue la tensión que indiquemos como referencia, simularemos para los dos tipos de control que hemos realizado.

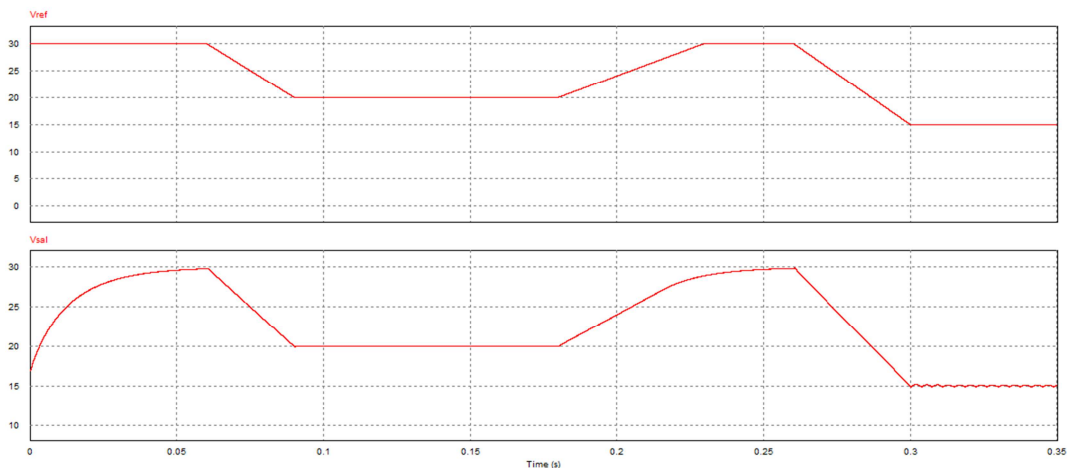
La tensión de referencia que le metemos será de 30V primero, luego pasará a 20V, después volverá a los 30V y por último bajará a 15V. y vemos el seguimiento de nuestro lazo de control:



### Seguimiento de la tensión en el control con rechazo de perturbaciones



### Seguimiento de la tensión en el control sin rechazo de perturbaciones



#### 3.7.3.10. Comentario

En las gráficas anteriores se aprecia que en el control contra perturbaciones el sistema se equilibra con más rapidez, pero en realidad la mejora que se puede obtener realizando el control con rechazo de perturbaciones, en los convertidores DC/DC es insignificante, esto es porque la tensión de salida ( $V_{sal}$ ) es constante. Donde sí se ve diferencia es si cambiamos la tensión de referencia que el convertidor nos tiene que dar a la salida, el control contra perturbaciones, aunque se vean picos, es más rápido y de menor amplitud.

#### 3.7.4. Control analógico con rechazo de perturbaciones

Se dice que un sistema es analógico cuando las magnitudes de la señal se representan mediante variables continuas, esto es análogas a las magnitudes que dan lugar a la generación de esta señal. Un sistema analógico contiene dispositivos que manipulan



cantidades físicas representadas en forma analógica. En un sistema de este tipo, las cantidades varían sobre un intervalo continuo de valores.

El control que se realizará para nuestro convertidor será analógico, por lo que tendremos que calcular todos los materiales necesarios para implementarlo.

Al ser el control con rechazo de perturbaciones analógico, cogeremos de base el diagrama de bloques hallado anteriormente contra perturbaciones, e iremos explicando el cálculo de los elementos necesarios para sustituir los bloques.

#### **3.7.4.1. Elementos de la planta**

Tanto el Mosfet como el diodo habrá que dimensionarlos para que soporten la tensión que van a ver, como la corriente que circula por ellos.

##### ***Diodo:***

Hemos escogido el diodo Mbr 1060, que soporta tensiones de hasta 60V y corrientes de hasta 10A. Pues bien la tensión máxima que soportara el Diodo es de 30V pero teniendo en cuenta los picos de tensión en el transitorio se sobredimensiona hasta 60V.

##### ***Mosfet:***

Hemos escogido el Mosfet N,60V,10A,TO-220, que soporta tensiones de hasta 60V y corrientes de hasta 10A. Pues bien la tensión máxima que soportara el Mosfet es de 30V pero teniendo en cuenta los picos de tensión en el transitorio se sobredimensiona hasta 60V.

##### ***Condensador:***

El condensador escogido es un condensador electrolítico de 1000  $\mu\text{F}$ .

##### ***Inductancia:***

La inductancia obtenida en los cálculos es de 0,75mH pero no la compraremos entera sino que la bobinaremos nosotros.

Los datos que se tienen son:

- Densidad de corriente eléctrica:  $J=5\text{A/mm}^2$
- Campo magnético:  $B=0,3\text{T}$
- Corriente máxima por la inductancia:  $I_{\text{max}}=2\text{A}$
- Área entrehierro  $a=2\text{mm}^2$
- Valor de la inductancia:  $L=0,75\text{mH}$
- Permeabilidad en el vacío:  $\mu_0=4\cdot\pi\cdot10^{-7}$

El carrete elegido para la inductancia es el RM10, con las siguientes características:

#### CORE SETS

##### Effective core parameters

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(l/A)$	core factor (C1)	0.462	$\text{mm}^{-1}$
$V_e$	effective volume	4310	$\text{mm}^3$
$l_e$	effective length	44.6	mm
$A_e$	effective area	96.6	$\text{mm}^2$
$A_{\min}$	minimum area	89.1	$\text{mm}^2$
$m$	mass of set	$\approx 22$	g

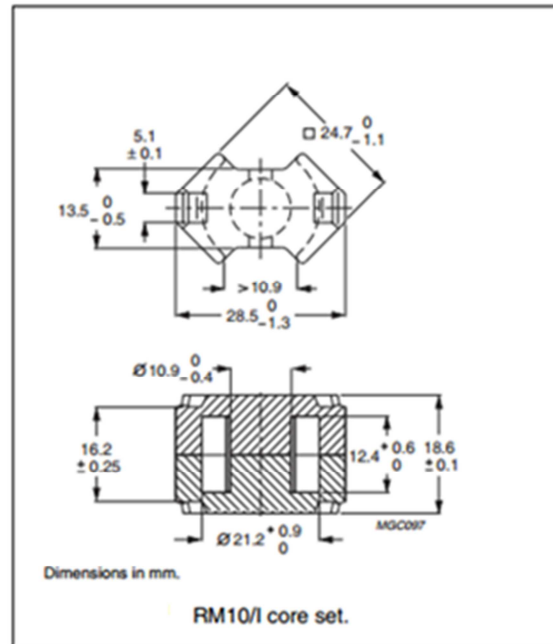


Fig. 38

Con las medidas de la Figura 38 mostrada anteriormente obtendremos el área del devanado ( $A_w$ ):

$$A_w = \left( \frac{21,2 - 10,9}{2} \right) \cdot 12,4 = 5,15 \cdot 12,4 = 63,86 \text{ mm}^2$$

Producto Área:

$$P_{\min} = A_{\min} \cdot A_w = 89,1 \cdot 63,86 = 5689,926$$

$$P_{\max} = A_e \cdot A_w = 96,6 \cdot 63,86 = 6168,876$$

$$PA \geq \frac{a \cdot i_{L\max}^2 \cdot L}{J \cdot B_{\max}} = \frac{2 \cdot 2^2 \cdot 0,75 \cdot 10^{-3}}{5 \cdot 10^{-6} \cdot 0,3} = 4000$$

Se cumple que nuestra PA es mayor que 4000

Número de espiras:

$$N = \frac{L \cdot I}{A_e \cdot B_{\max}} = \frac{0,75 \cdot 10^{-3} \cdot 2}{96,6 \cdot 10^{-6} \cdot 0,3} = 52 \text{ vueltas}$$



Reluctancia:

$$\mathcal{R} = \frac{N^2}{L} = \frac{52^2}{0,75 \cdot 10^{-3}} = 3605333,333 \text{ Av/wb}$$

Entrehierro:

$$\begin{aligned} La &= \mu_0 \cdot \mathcal{R} \cdot A_{\min} = 4 \cdot \Pi \cdot 10^{-7} \cdot 3605333,333 \cdot 89,1 = 4,037 \cdot 10^{-4} \text{ m} \\ &= 0,4037 \text{ mm} \end{aligned}$$

Después de haber hallado el entrehierro vamos a la siguiente tabla (Fig. 39) y elegimos un núcleo con un entrehierro igual o superior al calculado:

### RM 10 Core

#### Gapped

Material	$A_L$ value nH	$La$ approx. mm	$\mu_e$	Ordering code -N w. threaded sleeve -J w/o center hole	PU Sets
N48	$315 \pm 3\%$	0,28	125	B65813-N315-A48	200
	$400 \pm 3\%$	0,21	160	B65813-N400-A48	
	$630 \pm 3\%$	0,13	250	B65813-N630-A48	
N41	$250 \pm 3\%$	0,44	90	B65813-J250-A41	
	$630 \pm 5\%$	0,13	226	B65813-J630-J41	
	$1600 \pm 10\%$	0,04	573	B65813-J1600-K41	

Fig. 39

Se elige el N41, con entrehierro  $La=0,44\text{mm}$  ya que es el inmediatamente superior al calculado.

### 3.7.4.2. Elementos del control

#### *Sensor y Filtro de corriente*

El circuito del sensor de corriente va a ser una célula LEM, Concretamente la célula LEM LA25-NP.

Este sensor lo que hace es escalar el valor de la corriente a un valor inferior y las relaciones de transformación las tenemos en la siguiente tabla que se encuentra en las hojas de características:






Number of primary turns	Primary current		Nominal output current $I_{SN}$ [mA]	Turns ratio $K_N$	Primary resistance $R_p$ [m $\Omega$ ]	Primary insertion inductance $L_p$ [ $\mu$ H]	Recommended connections
	nominal $I_{PN}$ [A]	maximum $I_p$ [A]					
1	25	36	25	1/1000	0.3	0.023	
2	12	18	24	2/1000	1.1	0.09	
3	8	12	24	3/1000	2.5	0.21	
4	6	9	24	4/1000	4.4	0.37	
5	5	7	25	5/1000	6.3	0.58	

Fig. 40

Nuestra corriente nominal por la inductancia va a ser de 2A, por lo que escogeremos la relación de espiras 5/1000.

La célula LEM debe llevar una resistencia a la salida para convertir la corriente escalada a un valor de tensión escalado, ya que los circuitos de control trabajan con tensiones. Las hojas de características nos indican que debemos colocar una resistencia entre 100 $\Omega$  y 320 $\Omega$ . Escogemos una de 316 $\Omega$  que también nos servirá para el filtro paso.

Nuestro divisor de corriente es el siguiente:

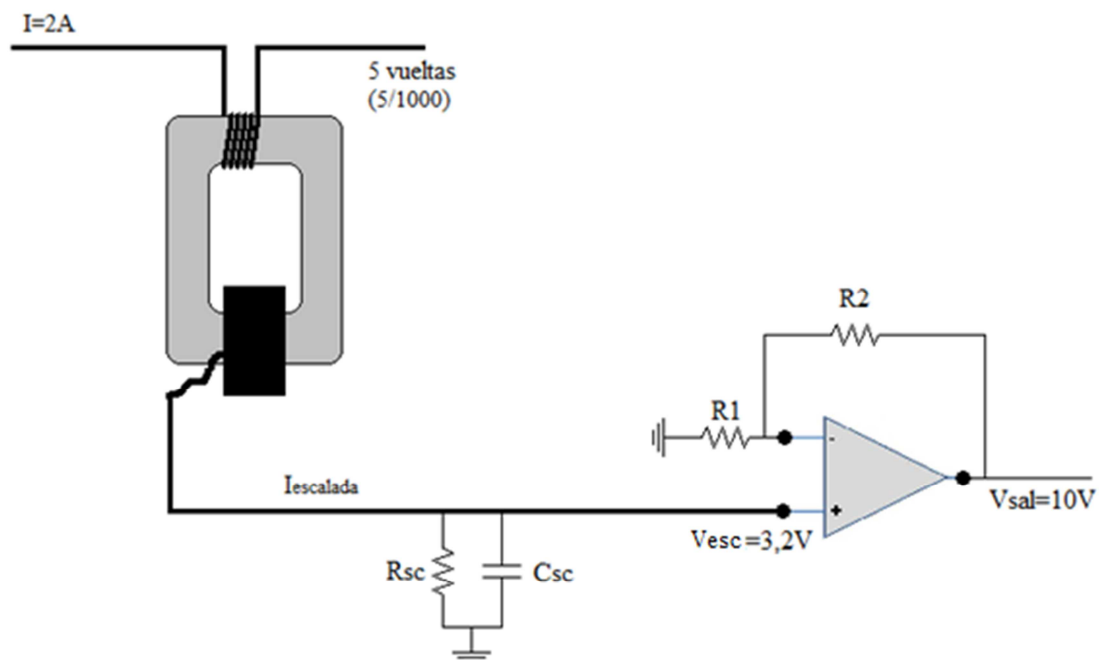


Fig. 41

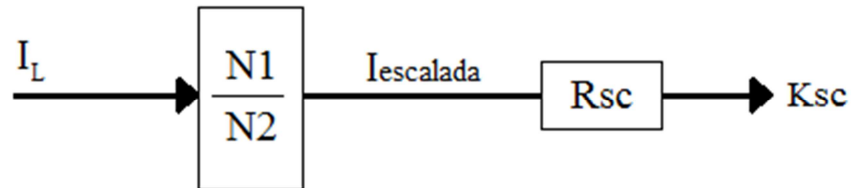


Los valores de  $R_{sc}$  y  $C_{sc}$  son:

$$R_{sc}=316\Omega$$

$$C_{sc}=100\text{nF}$$

Pasamos los 2A que circularán como máximo por la inductancia a 10V.



La relación entre las medidas de la entrada y la salida del divisor de corriente nos dará  $K_{sc}$ :

$$K_{sc} = \frac{10V}{2A} = 5$$

La  $I_{escalada}$  se obtiene a partir de la relación de espiras entre el primario y el secundario:

$$I_{escalada} = \frac{5}{1000} \cdot 2A = 0,01A$$

Hallamos la tensión escalada:

$$V_{escalada} = I_{escalada} \cdot R_{Filtro} = 0,01A \cdot 316\Omega = 3,2V$$

Como estos 3,2V no alcanzan los 10V impuestos para la referencia de corriente máxima, tendremos que elevar la tensión con un amplificador.

Cálculo de resistencias en el Divisor de Corriente:

$$V_{sal} = V_{ent} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

$$10R_1 = 3,2R_1 + 3,2R_2$$

$$6,8R_1 = 3,2R_2$$

$$R_2 = 2,125R_1$$

El valor asignado a R1 es de 10KΩ, por lo tanto R2 tendrá un valor de 21,25kΩ. El operacional escogido es el TL071acp.

### Sensor y Filtro de tensión

El sensor de tensión que vamos a utilizar va a ser un simple divisor de tensión, utilizaremos la resistencia de medida como resistencia de filtro. El filtro a implementar será al igual que el de corriente un filtro RC.

El circuito es el siguiente:

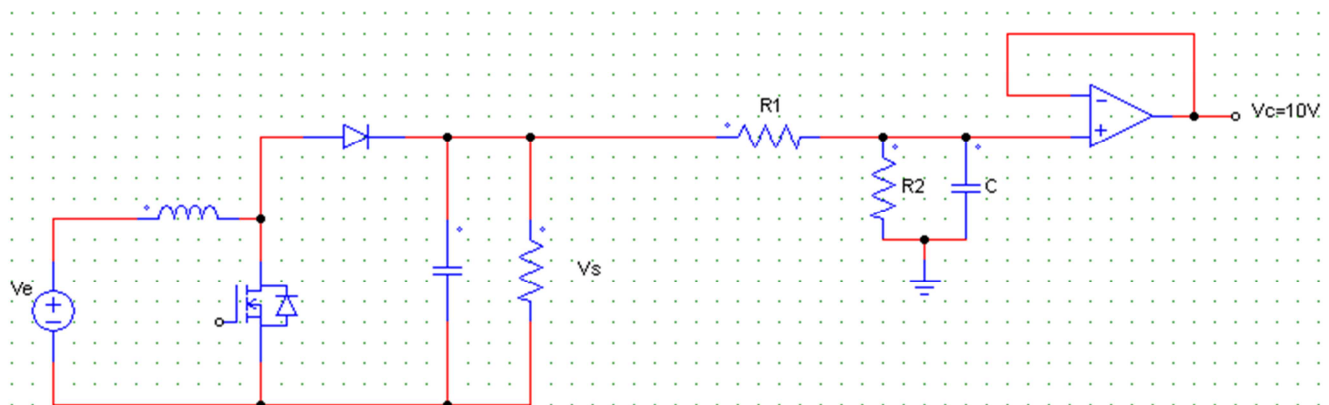


Fig. 42

El valor impuesto para la máxima tensión de salida que será 30V es de 10V.

$$V_c = V_s \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$10 = 30 \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$R_1 = 2R_2$$

Ksv es:

$$K_{sv} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$K_{sv} = 1/3$$



Las resistencias elegidas son:  $R_2=15K\Omega$ , y por tanto  $R_1=30K\Omega$ . El amplificador operacional a utilizar es el TL071acp.

Ahora calculamos el condensador:

$$\left. \begin{aligned} \tau_{sc} &= C \cdot R_2 \\ W_{CF} &= \frac{1}{R_2 \cdot C} \end{aligned} \right\} \quad C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{fv} \cdot R_2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 5000 \cdot 15000}$$

$$C = 2,122nF$$

### *PI de corriente*

La implementación del PI se hará con los datos calculados anteriormente:

$$T_n=0.0003393$$

$$K_p=1,9765$$

En la siguiente imagen se ve primero la resta que se hace de la intensidad de referencia que queremos y la corriente medida, obtenemos  $\varepsilon$ , y posteriormente nos encontramos el PI.

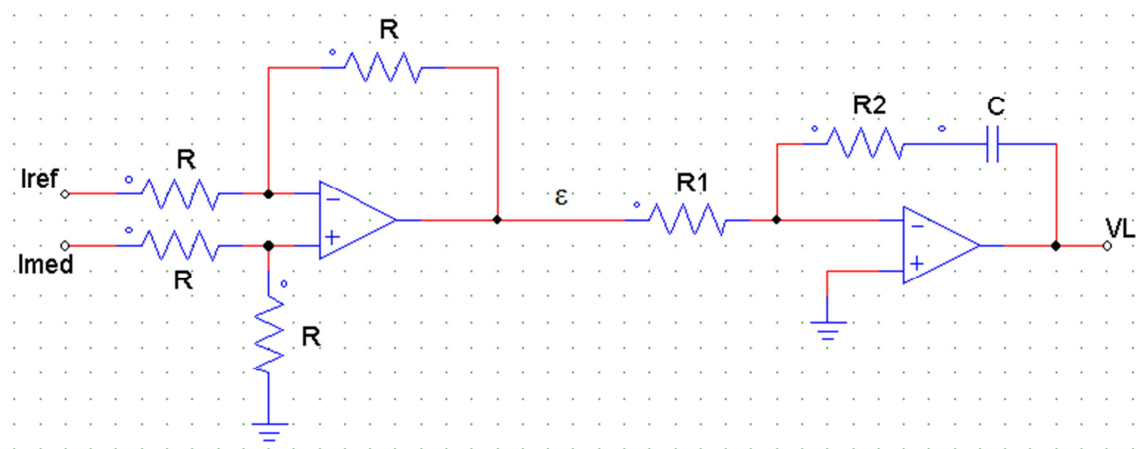


Fig. 43





El valor de las resistencias llamadas R será el mismo para todas, de 10KΩ.

Ahora con los valores de Kp y Tn hallamos los valores de los elementos de este PI:

$$K_i = \frac{K_p}{T_n} = \frac{1,9765}{0,0003393} = 5825,23$$

$$K_p = \frac{R_2}{R_1}$$

$$T_n = C \cdot R_2$$

Si cogemos un valor para R1 de 2200Ω, utilizando las fórmulas de la izquierda, R2 nos da un valor de 4348,3Ω.

Y el condensador tendrá una capacidad de 78,03nF

El amplificador operacional elegido es TL071acp. El valor normalizado para R2 es de 4,3KΩ.

### PI de tensión

A partir de los valores hallados anteriormente implementamos el PI de tensión:

$$T_n = 1,1673 \cdot 10^{-3}$$

$$K_p = 47,113$$

Al igual que en el PI de corriente, antes del PI de tensión tenemos la resta entre la tensión de referencia y la medida.

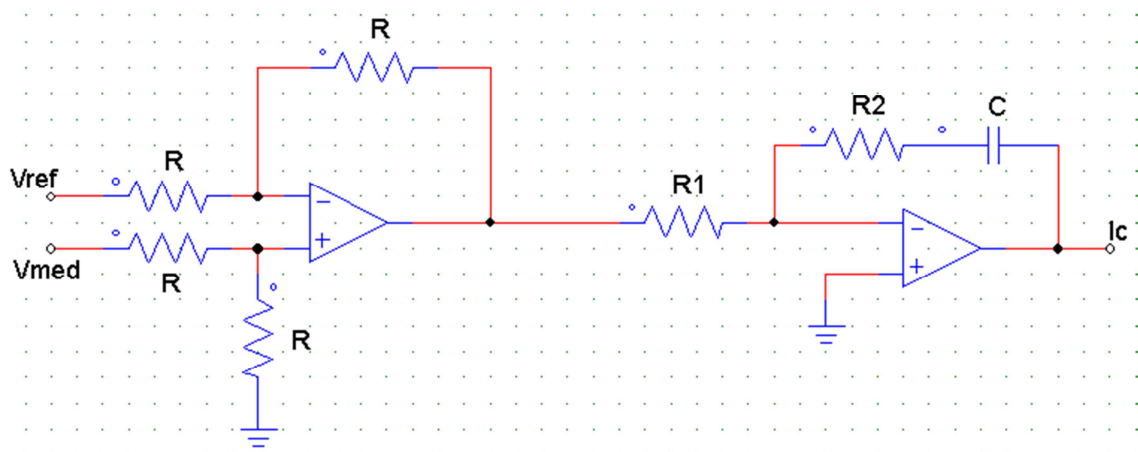


Fig. 44

El valor de las resistencias llamadas R es de 10KΩ.



$$K_i = \frac{K_p}{T_n} = \frac{47,113}{1,1673 \cdot 10^{-3}} = 40360,66$$

$$K_p = \frac{R_2}{R_1}$$

$$T_n = C \cdot R_2$$

Si cogemos un valor para  $R_1$  de  $1K\Omega$ , utilizando las fórmulas de la izquierda, tenemos que  $R_2$  es  $47,11K\Omega$ .

Y el condensador tendrá una capacidad de  $24,78nF$

El amplificador operacional elegido es TL071acp. El valor normalizado para  $R_2$  es de  $47,5K\Omega$ .

### Sumador

El sumador va a ser el encargado de sumar 2 referencias de nuestro lazo, para realizar el sumador analógico hay que realizar dos pasos, ya que suma pero con valor negativo y este resultado hay que invertirlo:

- Sumador:

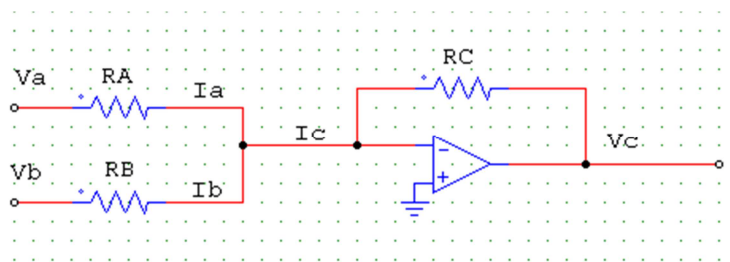


Fig. 45

A partir del circuito de la Figura 45 podemos obtener las siguientes expresiones por teoría de circuitos:

$$I_a = \frac{V_a}{R_A} \quad I_b = \frac{V_b}{R_B} \quad I_c = \frac{V_a}{R_A} + \frac{V_b}{R_B} \quad V_c = -R_c \left( \frac{V_a}{R_A} + \frac{V_b}{R_B} \right)$$

Si todas las resistencias tienen el mismo valor:

$$V_c = -(V_a + V_b)$$

- Inversor:

En la siguiente figura se ve el inversor, cuya misión es cambiar el signo de la suma realizada antes:

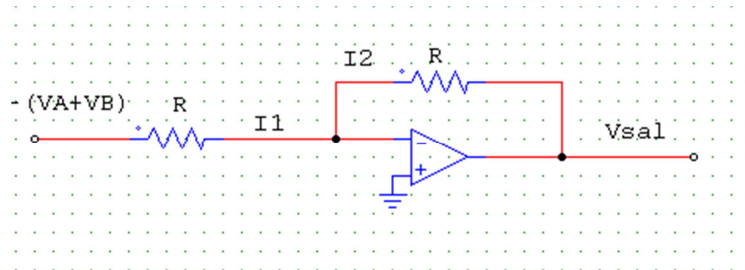


Fig. 46

$$I1 = \frac{-(VA + VB)}{R} \quad I2 = I1 \quad Vsal = I2 \cdot R = \frac{-(VA + VB)}{R} \cdot R \quad Vsal = VA + VB$$

Ahora juntamos el sumador y el inversor y nos queda:

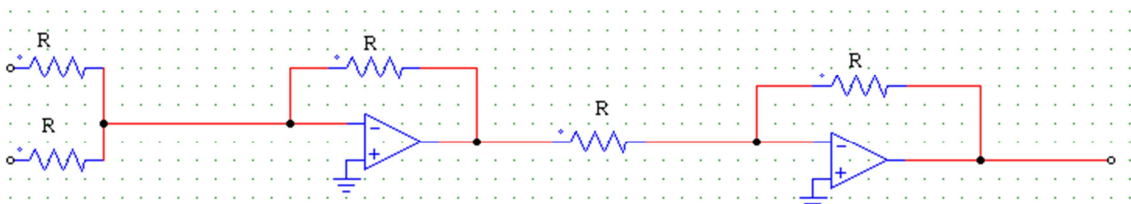


Fig. 47

Las resistencias R tendrán todas el mismo valor, 10KΩ. Los amplificadores operacionales son TL071acp.

### Restador

El restador va a ser el encargado de restar 2 referencias de nuestro lazo. El circuito analógico a implementar es el siguiente:

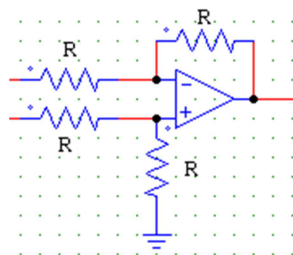


Fig. 48

El valor de las resistencias R será de 10KΩ. El amplificador operacional es TL071acp.

### Ganancias

Antes de ver el lazo de corriente completo, se tienen que hacer unas aclaraciones sobre algunos aspectos:

Lo que en el lazo de corriente en el diagrama de bloques era  $\frac{1}{V_{sal}}$ , ahora en analógico

se utilizará un divisor digital, ya que al no ser fija “Vsal”, no se puede hacer con un divisor de tensión con resistencias constantes.

En el caso de “Vptri”, al ser una constante realizaremos la operación de multiplicar mediante un amplificador de tensión de forma analógica, la Figura 49 nos muestra el esquema:

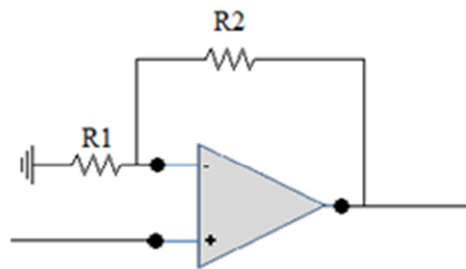


Fig. 49

Calculamos el valor de las resistencias:

$$V_{sal} = V_{ent} \cdot \left(1 + \frac{R2}{R1}\right)$$

$$50 = 5 \cdot \left(1 + \frac{R2}{R1}\right)$$

$$9R1 = R2$$

Si cogemos  $R1=1K\Omega$ , el valor de R2 es  $R2=9K\Omega$ . El amplificador operacional es TL071acp.

En el lazo de tensión se necesita multiplicar la medida de “Vsal” para realizar el control, al no ser fija, no se podrá realizar con resistencias de valor constante, por lo que se pondrá un multiplicador digital.

En el caso de “Vent”, si se puede poner un divisor de tensión, ya que será constante, entonces queda así el pasar del diagrama de bloques a analógico:

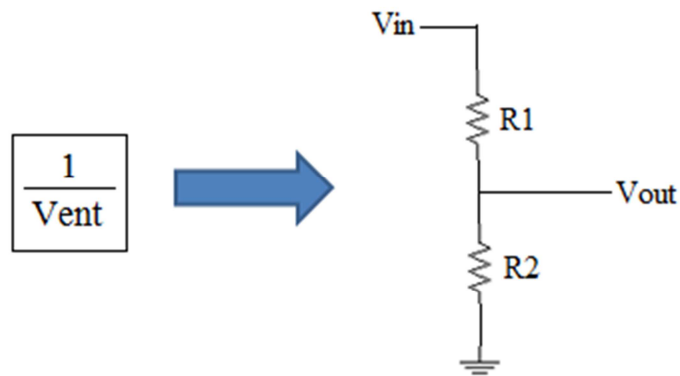


Fig. 50

Hallamos el valor de las resistencias:

$$V_{out} = \frac{R2}{R1 + R2} \cdot V_{in}$$

Tomamos el valor de  $V_{out} = 1/5$  porque la tensión de entrada escalada es cinco.

$$\frac{1}{5} = \frac{R2}{R1 + R2} \cdot 1$$

$$R1 + R2 = 5R2$$

$$R1 = 4R2$$

Cogemos el valor de  $R2$  de  $1K\Omega$ , y por tanto  $R1$  es de  $4K\Omega$ .

### **Limitador**

El limitador va colocado después de que el lazo de tensión nos de la corriente de referencia para la inductancia, para evitar que se produzcan picos de corriente muy elevados durante el transitorio, o por si se introduce una resistencia que provoca que la corriente en la inductancia sea superior al valor nominal no se estropee el circuito, es una medida de protección. Lo implementaremos mediante un diodo zener.

### Lazo de corriente Completo

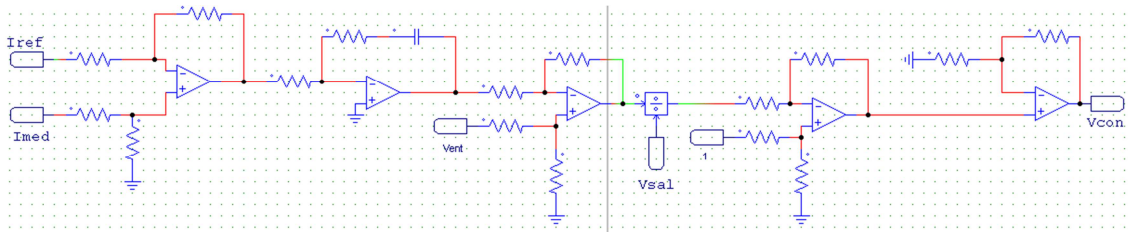


Fig. 51

### Lazo de tensión Completo

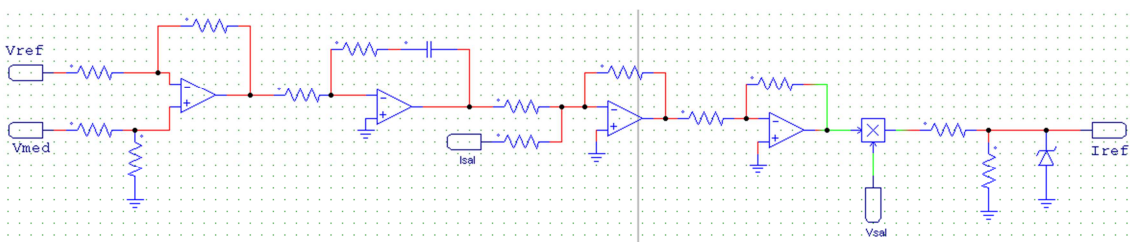


Fig. 52

### PSIM

Así queda en el programa PSIM el convertidor que simulamos:

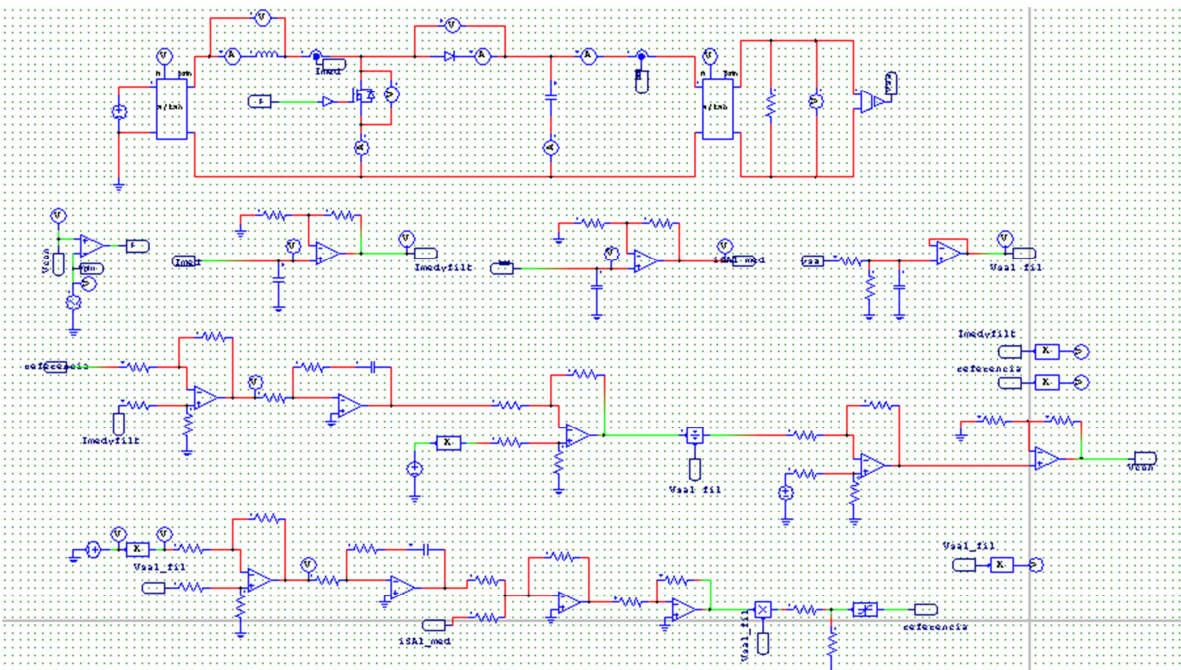


Fig. 53

Se han realizado unas simulaciones de prueba para ver cómo responde el convertidor, primero ante una modificación de la tensión de referencia, y segundo como responde con carga variable:

La siguiente figura muestra las distintas tensiones de referencia que introducimos y vemos como nuestro convertidor las sigue sin problemas:

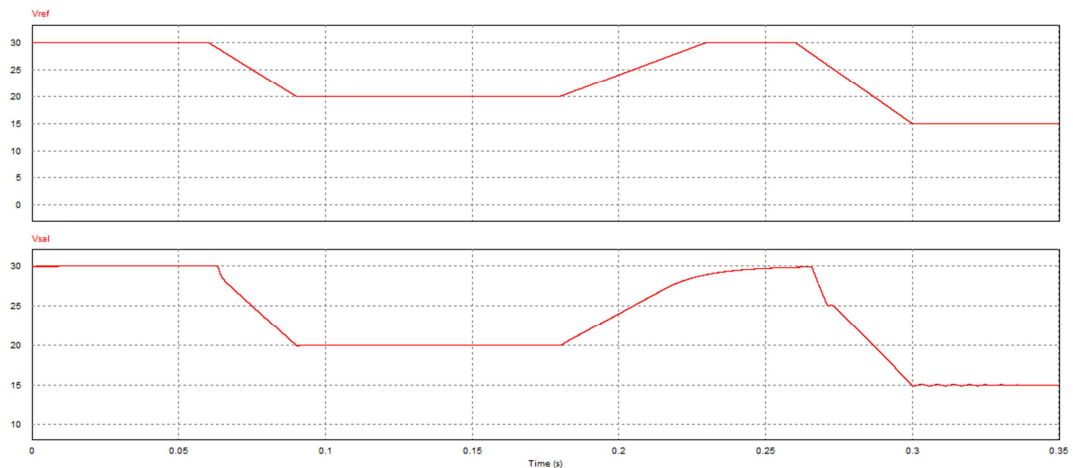


Fig. 54

Ahora vemos cómo el control nos sigue la tensión de referencia aunque cambiemos el valor de la carga, los valores de carga están entre los  $30\Omega$  y los  $600\Omega$ , como hemos visto anteriormente en el cálculo de las resistencias. Para realizar el cambio de resistencias en PSIM se han puesto estas en paralelo, se activan mediante un switch.

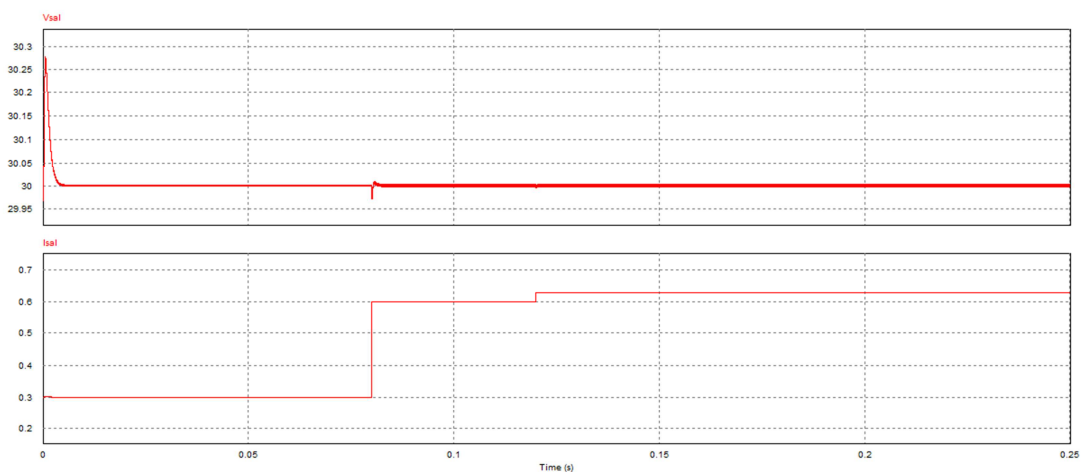


Fig. 55



## 4. Presupuesto

Se realiza el cálculo del precio para tener una idea aproximada de lo que costaría su construcción.

Los materiales están sacados de la siguiente página: [www.farnell.com](http://www.farnell.com)

DESCRIPCIÓN PRODUCTO	CÓDIGO FARNELL	CANTIDAD	PRECIO UNIDAD (Euros)	TOTAL (Euros)
Núcleo Inductancia	2103379	1	3,54	3,54
Carrete Inductancia	178920	1	2,25	2,25
LEM; LA25-NP	1617404	2	17,68	35,36
Diodo	1611585	1	0,79	0,79
Mosfet	2319607	1	0,43	0,43
Analogue multiplication 4,5V	1530012	1	107,16	107,16
Divisor, 25K/1K	1572819	1	4,20	4,20
Capacitor ceramic 0,1uF, 50V, ZSU, +80	1899667	2	0,35	0,70
Capacitor ceramic 2200pF, 300V, X7R, 10%	1162232	1	0,98	0,98
Capacitor ceramic 33nF, 50V	1740545	2	0,40	0,80
Capacitor ceramic 47nF, 50V	1216437	1	0,26	0,26
Condensador Electrolítico, 50V, 1000uF	1691289	1	2,89	2,89
Operacional TL071acp	1459696	11	0,47	5,17
Resistor, metal film, 316R, 0,6W, 1%	9467246	2	0,169	0,34
Resistor, carbon comp, 10K, 250MW, 5%	1265079	25	0,128	3,20



# Convertidor Elevador (BOOST)

Universidad Pública de Navarra

Resistor, metal film, 21K, 250MW, 0,1%	1083396	5	0,35	1,75
Resistor, metal film, 250R, 250MW, 0,1%	1703759	2	0,29	0,58
Resistor, 0,125W, 30K, 1%	9343008	10	0,043	0,43
Resistor, caebon comp, 1/4W, 15K	1265080	5	0,24	1,20
Resistor, carbon comp, 1/4W, 2K2	1265074	5	0,51	2,55
Resistor, 0,125W, 4K3, 1%	9343202	10	0,043	0,43
Resistor, 48R7, 0,25W, 0,5% 50PPM	1563222	5	0,066	0,33
Resistor, carbon comp, 1/4W, 1K0	1265072	6	0,132	0,79
Resistor, metal film, 47K5, 250MW, 0,1%	1083435	5	0,73	3,65
Resistor, Wirewound, 4KOHM, 3W, 5%	1602143	1	0,43	0,43
Resistor, Wirewound, 9KOHM, 10W, 5%	1155198	1	2,68	2,68

El precio total de los materiales para construir el convertidor será de 182,89€.



## 5. Bibliografía

- Apuntes de Electrónica de Potencia de la Universidad Pública de Navarra
- Tesis Doctoral D. Luis Marroyo Palomo
- Libro Electrónica de Potencia Hambley Allan R
- Página internet [www.farnell.com](http://www.farnell.com)